

UNIVERSIDADE FEDERAL DE SANTA CATARINA
PROGRAMA DE PÓS-GRADUAÇÃO EM ENGENHARIA ELÉTRICA

**RETIFICADORES USANDO CHAVES ZVS E TIRISTOR
PARA OBTENÇÃO DE FATOR DE DESLOCAMENTO
UNITÁRIO**

DISSERTAÇÃO SUBMETIDA À UNIVERSIDADE FEDERAL DE SANTA CATARINA
PARA OBTENÇÃO DO GRAU DE MESTRE EM ENGENHARIA ELÉTRICA

PETRONIO VIEIRA JR

FLORIANÓPOLIS, AGOSTO DE 1995

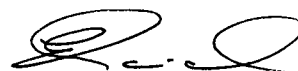
RETIFICADORES USANDO CHAVES ZVS E TIRISTOR PARA OBTENÇÃO
DE FATOR DE DESLOCAMENTO UNITÁRIO

PETRONIO VIEIRA JR

ESTA DISSERTAÇÃO FOI JULGADA ADEQUADA PARA OBTENÇÃO DO
TÍTULO DE MESTRE EM ENGENHARIA E APROVADA EM SUA FORMA
FINAL PELO CURSO DE PÓS-GRADUAÇÃO



Prof. Ivo Barbi, Dr. Ing.
Co-orientador

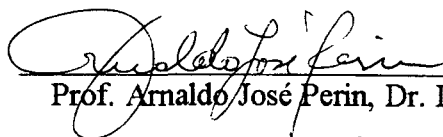


Prof. Enio Valmor Kassick, Dr
Coordenador do Curso de Pós-Graduação em
Engenharia Elétrica

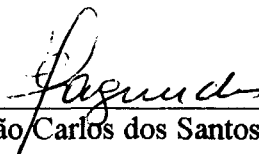
BANCA EXAMINADORA:



Prof. Ivo Barbi, Dr. Ing.



Prof. Arnaldo José Perin, Dr. Ing.



Prof. João Carlos dos Santos Fagundes, Dr.

Ao meu filho Júlio

“Tu, Senhor , no princípio criaste a terra
e com as tuas próprias mãos fizeste o céu.
Eles vão acabar, mas tu viverás para sempre.”

Hebreus 1.10

“Se eu posso? Tudo é possível para quem tem
fé - respondeu Jesus.”

Marcos 9.23

AGRADECIMENTOS

À minha mãe que tornou-me um homen de fê.

À minha mulher que suportou as minhas ausências.

Aos meus orientadores Prof. Hari Bruno Mohr e Prof. Ivo Barbi pela atenção e orientação prestadas.

Aos professores da banca pelas sugestões apresentadas.

Agradecimentos especiais ao Prof. Alexandre Ferrari pelos ensinamentos transmitidos.

À Coordenadoria do Curso de Pós-Graduação em Engenharia Elétrica e mui especialmente ao Wilson ao qual a minha dívida de gratidão é ainda maior que a nossa amizade.

Aos amigos, colegas e funcionários do INEP/UFSC pelo apoio e estímulo.

Aos colegas e amigos do Departamento de Engenharia Elétrica da UFPA, mais particularmente ao Prof. Miguel Wanzeller (chefe do departamento), Prof. Raimundo Nazareno e Prof. Guilherme Limeira pelo apoio e incentivo.

Ao Eng. João Aberides Neto pelas sugestões.

À CAPES e à Pró-Reitoria de Pesquisa e Pós-Graduação da UFPA.

Ao amigo sempre prestativo Dr. Elias Norberto.

SUMÁRIO

SIMBOLOGIA

RESUMO

ABSTRACT

CAPÍTULO 01 - INTRODUÇÃO

1.1 - Aplicação dos interruptores estáticos em conversores de energia	01
1.2 - Características externas dos retificadores controlados	01
1.2.1 - Parâmetros que determinam a performance externa dos conversores controlados	02
1.2.2 - Relação entre os parâmetros externos dos conversores controlados	03
1.2.3 - Relações fundamentais	04
1.3 - Retificador monofásico em ponte	05
1.3.1 - Estrutura	05
1.3.2 - Tensão média de saída	06
1.3.3 - Fator de Potência	06
1.3.4 - Harmônicos da tensão de saída	07
1.4 - Retificador trifásico de meia onda com ponto médio	08
1.4.1 - Estrutura	08
1.4.2 - Tensão média de saída	09
1.4.3 - Fator de Potência	09
1.4.4 - Harmônicos da tensão de saída	10
1.5 - Retificador trifásico em ponte	11
1.5.1 - Estrutura	11
1.5.2 - Tensão média de saída	12
1.5.3 - Fator de Potência	12
1.5.4 - Harmônicos da tensão de saída	13
1.6 - Fator de potência das estruturas tiristorizadas	13
1.7 - Dualidade dos interruptores estáticos	14
1.7.1 - Quanto às características estáticas	14
1.7.2 - Características do tiristor e tiristor dual	15
1.8 - Conclusão	15

CAPÍTULO 02 - CONVERSORES MONOFÁSICOS EM DOIS QUADRANTES USANDO CHAVE ZVS

2.1 - Introdução	17
2.2 - Retificador monofásico em ponte usando chave ZVS	18
2.2.1 - Estrutura e seqüência de funcionamento	18
2.2.2 - Estudo da comutação	21
2.2.3 - Desenvolvimento em Série de Fourier da corrente de entrada	23
2.2.4 - Desenvolvimento em Série de Fourier da tensão de saída	24
2.2.5 - Características de entrada	25
2.2.6 - Características de saída	27
2.2.7 - Esforços nos componentes	28
2.2.8 - Metodologia de projeto	29
2.3 - Retificador monofásico em ponte usando tiristor e chave ZVS	32
2.3.1 - Estrutura e seqüência de funcionamento	32
2.3.2 - Estudo da comutação	35
2.3.3 - Desenvolvimento em Série de Fourier da corrente de entrada	38
2.3.4 - Desenvolvimento em Série de Fourier da tensão de saída	38
2.3.5 - Características de entrada	39
2.3.6 - Características de saída	41
2.3.7 - Esforços nos componentes	43
2.3.8 - Metodologia de projeto	44

2.3.8 - Metodologia de projeto.....	44
2.4 - Conclusão	47
CAPÍTULO 03 - CONVERSORES TRIFÁSICOS EM DOIS QUADRANTES USANDO CHAVE ZVS	
3.1 - Introdução.....	48
3.2 - Retificador trifásico de meia onda usando chave ZVS	49
3.2.1 - Estrutura e sequência de funcionamento	49
3.2.2 - Estudo da comutação.....	52
3.2.3 - Desenvolvimento em Série de Fourier da corrente de entrada	55
3.2.4 - Desenvolvimento em Série de Fourier da tensão de saída.....	57
3.2.5 - Características de entrada.....	58
3.2.6 - Características de saída	60
3.2.7 - Esforços nos componentes	62
3.2.8 - Metodologia de projeto.....	63
3.3 - Retificador trifásico em ponte usando chave ZVS	66
3.3.1 - Estrutura e sequência de funcionamento	66
3.3.2 - Estudo da comutação.....	73
3.3.3 - Desenvolvimento em Série de Fourier da corrente de entrada	75
3.3.4 - Desenvolvimento em Série de Fourier da tensão de saída.....	76
3.3.5 - Características de entrada.....	77
3.3.6 - Características de saída	80
3.3.7 - Esforços nos componentes	81
3.3.8 - Metodologia de projeto.....	83
3.4 - Conclusão	86
CAPÍTULO 04 - IMPLEMENTAÇÃO	87
4.1 - Sincronização do comando dos retificadores.....	88
4.1.1 - Sincronização em pontes monofásicas	88
4.1.2 - Sincronização em retificadores trifásicos de meia onda	89
4.1.3 - Sincronização em retificadores trifásicos de onda completa	89
4.2 -Obtenção do pulso de gatilho.....	90
4.3 - Circuito de gatilho dos tiristores	93
4.4 - Circuito de gatilho dos Mosfet's.....	94
4.5 - Montagem da ponte monofásica usando chave ZVS.....	95
4.6 - Montagem da ponte monofásica usando tiristor e chave ZVS.....	97
4.7 - Montagem do retificador trifásico de meia onda usando chave ZVS.....	98
4.8 - Montagem do retificador trifásico de onda completa usando chave ZVS	100
CAPÍTULO 05 - CONCLUSÃO FINAL	102
REFERÊNCIAS BIBLIOGRÁFICAS	104

SIMBOLOGIA

α -	Ângulo de disparo do tiristor
β -	Intervalo de condução em graus ou radianos
ϕ -	Fator de distorção da corrente de entrada
ϕ_i -	Ângulo de deslocamento da entrada
γ -	Ângulo de bloqueio da chave ZVS
λ -	Fator de potência
μ -	Intervalo de comutação em graus ou radianos
A_0 -	Componente de ordem zero da Série de Fourier
A_1 -	Componente direta de primeira ordem da Série de Fourier
A_n -	Componente direta de enésima ordem da Série de Fourier
B_1 -	Componente em quadratura de primeira ordem da Série de Fourier
B_n -	Componente em quadratura de enésima ordem da Série de Fourier
C -	Capacitância
ΔI -	Variação na corrente
ΔV -	Variação na tensão
Δt -	Variação no tempo
f_i -	Frequência de alimentação do conversor
f_o -	Frequência de saída do conversor
I_c -	Corrente através do capacitor
I_m -	Amplitude máxima da corrente
I_p -	Corrente de pico através das chaves
$I(efc)$ -	Corrente eficaz
I_o -	Corrente de saída do conversor ou corrente na carga
I_1 -	Valor máximo da componente fundamental da corrente
I_n -	Componente de ordem enésima da corrente
L -	Indutância
P_i -	Potência de entrada
R -	Resistência
S -	Interruptor estático
t_c -	Intervalo de comutação em segundos
TDH -	Taxa de distorção harmônica
w -	Velocidade angular
V_a -	Tensão de alimentação da fase A
V_b -	Tensão de alimentação da fase B
V_c -	Tensão de alimentação da fase C
V_{c1} -	Tensão nos terminais do capacitor 1
$V(efc)$ -	Tensão eficaz
V_i -	Tensão de entrada
$V(\text{med})$ -	Tensão média
V_m -	Amplitude máxima da tensão senoidal
V_{mf} -	Amplitude máxima da forma de onda da tensão de fase
V_{ml} -	Amplitude máxima da forma de onda da tensão de linha
V_o -	Tensão de saída do conversor ou tensão na carga
V_{rrm} -	Tensão de pico reversa

RESUMO

Este trabalho apresenta o emprego da chave ZVS e ZCS (tiristor) em algumas estruturas retificadoras para obtenção do fator de deslocamento unitário. Inicialmente um estudo teórico é apresentado. São apresentados resultados de simulações, obtidas as principais características, determinados os esforços nos componentes e sugeridas metodologias de projetos para diversos retificadores. Em seguida, é feito um estudo experimental para as estruturas retificadoras monofásicas e trifásicas operando em dois quadrantes. A realização desta experimentação consiste na construção de módulos que possibilitam a montagem das estruturas propostas e na comprovação das formas de onda das tensões de saída previstas no desenvolvimento teórico.

ABSTRACT

This work presents the use of the ZVS and ZCS (thyristor) switchers in some rectifier circuits in order to improve the power factor. At first, a basic theoretical study related to the subject is presented, including the presentation of simulation results, acquisition of the main external performance characteristics, determination of component efforts and suggestion of design methodologies of several rectifier circuits. Afterwards, an experimental study is carried out for single-phase and three-phase rectifiers operating in two quadrants. The realization of this experience consists of constructing modules which permit assembling the proposed structures and of proving the output voltage waveforms foreseen in the theoretical development.

INTRODUÇÃO GERAL

A Eletrônica de Potência apresenta amplas possibilidades na conversão e controle da energia elétrica. Como em todas as áreas da engenharia, a Eletrônica de Potência apresenta também dificuldades na sua utilização. Uma destas dificuldades é a adequação das interferências produzidas pela mesma no sistema elétrico. Estas interferências se apresentam principalmente na forma do baixo fator de potência e elevadas distorções harmônicas que o sistema é obrigado a suportar. O nível atual na utilização da Eletrônica de Potência é tal, que, entidades internacionais já adotam critérios para atribuir responsabilidades e limitar estas interferências [03]. Normas da Finlândia, por exemplo, abordam o problema da interferência com base em fatores de ponderação de medidas de sensibilidade ao ruído, por outro lado, a Nova Zelândia utiliza o limite de tensão ponderada pela irritação ao ruído em vez da Distorção Harmônica Total (TDH). A forma pela qual os níveis de ruído devem ser mantidos varia muito de país para país. Apesar disso é consenso, entre os pesquisadores, a necessidade de reduzir estas interferências na sua própria origem, ou seja, no equipamento que a produz. Inicialmente, as técnicas para elevar o fator de potência e reduzir a distorção harmônica se retringiram à utilização de indutores e capacitores. Suas vantagens consistem na simplicidade e robustez do equipamento. Com o aumento da capacidade de potência dos semicondutores, pôde-se adotar técnicas de correção ativa. Nesta técnica, interruptores estáticos são adicionados ao equipamento exclusivamente com o objetivo de, participando do processo de conversão, elevar o fator de potência. É claro que os custos do equipamento se elevam e, conforme o estado da arte, os equipamentos diminuem sua confiabilidade. Uma terceira estratégia é utilizar correção ativa e passiva. A utilização de comutação com corrente ou tensão nula (ZCS e ZVS respectivamente) e alta frequência permitem melhorar a performance destes conversores [07]. Assim, os equipamentos tornaram-se complexos.

A simplicidade em sua concepção é o que se tem de mais original na idéia de desenvolver conversores utilizando chave ZVS para elevar o fator de potência. Na sua abordagem, a correção não se restringe à adição de elementos ao equipamento; neste caso, tão somente, se altera o comportamento das chaves.

O fator de potência pode ser determinado pelo fator de distorção multiplicado pelo fator de deslocamento entre a tensão e a corrente do retificador. O fator de distorção depende da topologia do circuito. Neste sentido, autores descrevem estruturas com elevado número de pulsos, que não só diminuem a amplitude dos harmônicos de menor ordem como também elevam o fator de potência. Entretanto, o ângulo de disparo do tiristor intervém mais significativamente para elevar o fator de potência, especialmente se a estrutura for de poucos pulsos, ou seja, mais econômica. Se for usado num conversor, uma chave, onde sua operação seja dual ao tiristor, poder-se-á obter características duais às características de conversores usando o tiristor. Provavelmente estes conversores usando tiristor dual teriam, entre outras

características, uma corrente de entrada adiantada em relação à tensão. Usando as características do tiristor e tiristor dual num único conversor, poder-se-ia obter fator de potência unitário. Portanto, usar o tiristor dual em conversores para melhoria do fator de potência e investigar as características destes conversores é o objetivo a que se propõe este trabalho.

O capítulo 01 é introdutório, onde se apresentam: os conversores estáticos, sua classificação e aplicações, os parâmetros que determinam a performance dos retificadores controlados, o estudo da comutação entre as chaves e a proposta do uso do tiristor dual, constituindo uma chave ZVS, para aplicação na melhoria do fator de potência em retificadores.

Os capítulos 02 e 03 apresentam o uso da chave ZVS em retificadores monofásicos em ponte e retificadores trifásicos de meia onda e em ponte. Nas estruturas procura-se realizar um estudo teórico envolvendo: sequência de funcionamento, estudo da comutação, características externas, esforços nos componentes e metodologia de projeto.

O capítulo 04 descreve a implementação das estruturas, cuja metodologia de projeto foi anteriormente apresentada.

Na conclusão geral compara-se e comenta-se os resultados teóricos obtidos nos capítulos 02 e 03 com os resultados práticos descritos no capítulo 04.

CAPÍTULO 01 - INTRODUÇÃO

Este capítulo inicia-se apresentando os conversores que serão objeto de estudo e as equações que determinam as características destes. É feito um resumo da performance de alguns conversores a tiristor para que se possa compará-los aos conversores propostos. Em seguida é analisado o interruptor estático a ser empregado.

1.1 - APLICAÇÃO DOS INTERRUPTORES ESTÁTICOS EM CONVERSORES DE POTÊNCIA

Antes do surgimento das chaves semicondutoras de potência, o controle de motores era realizado por dispositivos eletromecânicos como no arranjo de Ward-Leonard. Estes arranjos eram volumosos, pesados, caros e exigiam manutenção permanente. A minimização ou mesmo eliminação destas desvantagens foram os estímulos para pesquisas que se empenharam em utilizar o interruptor a semicondutor para este fim [24]. O primeiro semicondutor de potência controlado utilizado no controle de conversão de energia foi o tiristor.

Existem diversas maneiras de classificar os conversores tiristorizados. Normalmente o tipo de classificação depende da forma da corrente de entrada no conversor (CC ou CA) e da forma da corrente que é requerida na saída. Assim pode-se ter:

1. Retificadores (CA - CC)
2. Inversores (CC - CA)
3. Choppers (CC - CC)
4. Conversores de frequência (CA - CA)

Este trabalho apresenta as estruturas utilizadas nos retificadores controlados.

1.2 - CARACTERÍSTICAS EXTERNAS DOS RETIFICADORES CONTROLADOS

As características externas dos conversores controlados são definidas em forma de parâmetros e analisadas quantitativamente para os retificadores controlados. Estas características e parâmetros serão mostradas com o objetivo de se obter uma forma de quantificar as características dos novos conversores a serem apresentados e compará-los aos já existentes [20].

1.2.1 - PARÂMETROS QUE DETERMINAM A PERFORMANCE EXTERNA DOS CONVERSORES CONTROLADOS

(a) Ganho de tensão c-c (r - “dc voltage ratio”)

Definido como a razão entre a tensão média c-c de saída, para um determinado ângulo de disparo α , e a máxima tensão média de saída possível (obtida para $\alpha = 0$).

(b) Ângulo de Deslocamento de entrada (ϕ_i - “input displacement angle”)

Definido como o deslocamento angular entre a componente fundamental da corrente de fase com a tensão de fase. No caso do atraso da corrente observa-se um ângulo negativo.

(c) Fator de deslocamento de entrada ($\cos \phi_i$ - “input displacement factor”)

Definido como o cosseno do ângulo de deslocamento de entrada.

(d) Fator de Potência de entrada (λ - “input power factor”)

Definido como a razão entre a potência média total de entrada e o valor total da potência eficaz (rms) da entrada em VA.

$$\lambda = \frac{P_i}{V_i(efc) \cdot \sqrt{I_1(efc)^2 + \sum_{n=2}^{\infty} I_n(efc)^2}} \quad (1.1)$$

Sendo:

P_i - Potência ativa de entrada

V_i - Tensão eficaz de fase da entrada (senoidal)

I_1 - Componente fundamental da corrente eficaz de entrada

I_n - Harmônica de ordem n da corrente eficaz de entrada

(e) Fator de distorção da corrente de entrada (φ - “input current distortion factor”)

Definido como a razão entre o valor eficaz da fundamental da corrente de entrada e o valor eficaz da corrente total de entrada.

$$\varphi = \frac{I_1(efc)}{\sqrt{I_1(efc)^2 + \sum_{n=2}^{\infty} I_n(efc)^2}} \quad (1.2)$$

(f) Taxa de distorção harmônica (TDH)

Definida como o percentual de harmônicos em relação a fundamental [04].

$$TDH = \sqrt{\frac{\sum_{n=1}^{\infty} (An^2 + Bn^2) - (A1^2 + B1^2)}{(A1^2 + B1^2)}} \quad \text{ou}$$

$$TDH = \frac{\sqrt{\sum_{n=2}^{\infty} In^2(efc)}}{I1(efc)} \quad (1.3)$$

Sendo:

$A1$ - Coeficiente do termo em cosseno de primeira ordem, desenvolvido na Série de Fourier

$B1$ - Coeficiente do termo em seno de primeira ordem, desenvolvido na Série de Fourier

An - Coeficiente do termo em cosseno de ordem n , desenvolvido na Série de Fourier

Bn - Coeficiente do termo em seno de ordem n , desenvolvido na Série de Fourier

1.2.2 - RELAÇÃO ENTRE OS PARÂMETROS EXTERNOS DOS CONVERSORES CONTROLADOS

A corrente alternada senoidal que alimenta um conversor pode ser representada de uma forma geral por:

$$i(\theta_i) = I1 \cdot \sin(\theta_i + \phi_i) + \sum_{n=2}^{\infty} In \cdot \sin(n \cdot \theta_i + \delta_n) \quad (1.4)$$

Como a potência média para cada componente harmônica é zero, e, considerando a tensão de alimentação (V_i) do conversor puramente senoidal, pode-se escrever:

$$P_i = V_i(efc) \cdot I1(efc) \cdot \cos(\phi_i) \quad (1.5)$$

Substituindo a equação 1.2 em 1.1 tem-se:

$$\lambda = \varphi \cdot \frac{P_i}{V_i(efc) \cdot I1(efc)} \quad (1.6)$$

Substituindo a equação 1.5 em 1.6 tem-se finalmente :

$$\lambda = \varphi \cdot \cos \phi_i \quad (1.7)$$

A equação 1.7 determina a relação entre o fator de potência (λ), o fator de distorção (φ) e o fator de deslocamento ($\cos \phi_i$).

1.2.3 - RELAÇÕES FUNDAMENTAIS

Uma função $f(t)$ periódica não senoidal pode ser escrita na forma de uma série de termos em seno e cosseno chamada Série de Fourier ou Série Harmônica. Os termos desta série determinam com facilidade valores eficazes, valores médios e valores de pico desta função [09]. A seguir descreve-se estas relações.

(a) Determinação da Série Harmônica da função $f(t)$

$$A_0 = \frac{2}{T} \cdot \int_0^T f(t) \cdot dt$$

$$A_n = \frac{2}{T} \cdot \int_0^T f(t) \cdot \cos(n \cdot t) \cdot dt$$

$$B_n = \frac{2}{T} \cdot \int_0^T f(t) \cdot \sin(n \cdot t) \cdot dt$$

$$f(t) = \frac{1}{2} \cdot A_0 + \sum_{n=1}^{\infty} A_n \cdot \cos(n \cdot t) + \sum_{n=1}^{\infty} B_n \cdot \sin(n \cdot t)$$

(b) Determinação da amplitude do harmônico de ordem n

A amplitude do harmônico de ordem n é: $C_n = \sqrt{A_n^2 + B_n^2}$

(c) Determinação do valor médio da função $f(t)$

O valor médio da função é:

$$f(\text{med}) = \frac{1}{2} \cdot A_0 \quad (1.8)$$

(d) Determinação do valor eficaz da função $f(t)$

O valor eficaz da função é:

$$f(\text{efc}) = \sqrt{\left(\frac{1}{2} A_0\right)^2 + \frac{1}{2} \cdot \sum_{n=1}^{\infty} (A_n^2 + B_n^2)} \quad (1.9)$$

(e) Determinação do valor de pico da função $f(t)$

O valor de pico da função é:

$$f_p = \sqrt{2} \cdot f(\text{efc}) \quad (1.10)$$

(f) Potência ativa de entrada (P_i)

Chama-se A_n de componente direta e B_n de componente em quadratura da harmônica de ordem n , assim tem-se:

$$I_1 = \sqrt{I_d^2 + I_q^2} \quad (1.11)$$

onde:

I_1 - valor máximo da fundamental da corrente

I_d - componente direta da fundamental da corrente

I_q - componente em quadratura da fundamental da corrente

Sabendo-se que $V_i(efc) = \frac{V_{mf}}{\sqrt{2}}$ e $I_1(efc) = \frac{I_1}{\sqrt{2}}$ e substituindo-se estas equações em 1.5 tem-se:

$$P_i = \frac{V_{mf} \cdot I_1}{2} \cdot \cos(\phi_i) \quad (1.12)$$

1.3 - RETIFICADOR MONOFÁSICO EM PONTE

1.3.1 - ESTRUTURA

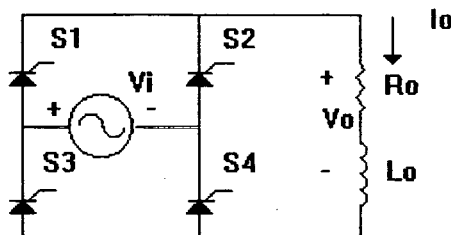


Fig. 1.1- Retificador monofásico em ponte usando tiristor.

Considere $V_i = V_m \cdot \sin(\omega t)$.

A carga na estrutura apresentada é RL, representando uma carga indutiva. Este modelo da carga foi escolhido por apresentar as mesmas características estáticas dos motores elétricos. Ainda, desta forma, pode-se considerar o conversor em condução contínua.

A figura 1.2 apresenta a forma de onda da tensão de saída e os intervalos de tempo nos quais cada chave conduz.

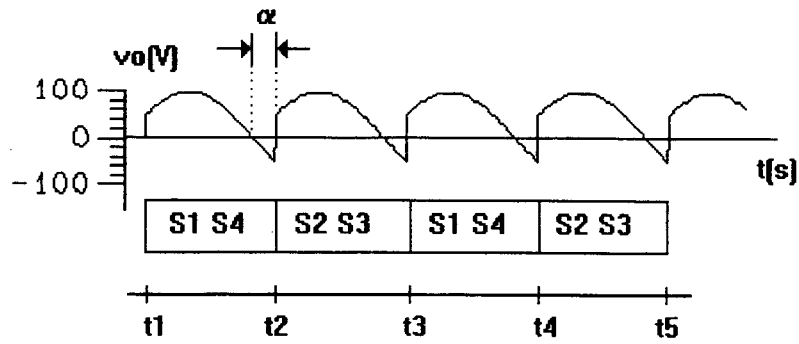


Fig. 1.2 - Tensão de saída do conversor.

O instante em que o tiristor é comandado a conduzir é determinado por um ângulo definido a partir do instante em que o tiristor está habilitado a condução (tensão anodo-catodo positiva). Este ângulo é denominado ângulo de disparo e é representado pela letra grega α . O ângulo de disparo, para o caso do retificador monofásico em ponte, é mostrado na figura 1.2.

1.3.2 - TENSÃO MÉDIA DE SAÍDA

A tensão média de saída para condução contínua é determinada pela equação abaixo, e está representada na figura 1.3.

$$V_o(\text{med}) = \frac{2}{\pi} \cdot V_m \cdot \cos(\alpha)$$

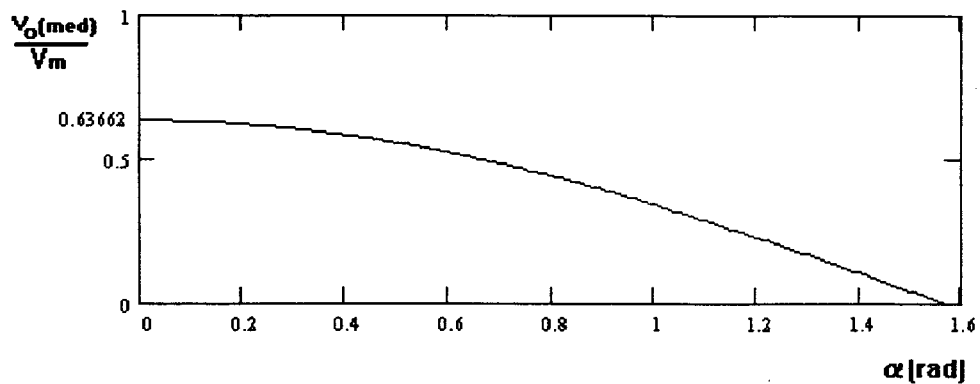


Fig. 1.3 - Tensão média de saída.

1.3.3 - FATOR DE POTÊNCIA

O fator de potência é determinado pela equação abaixo, que está representada na figura 1.4 [12].

$$\lambda = \frac{2 \cdot \sqrt{2}}{\pi} \cdot \cos(\alpha)$$

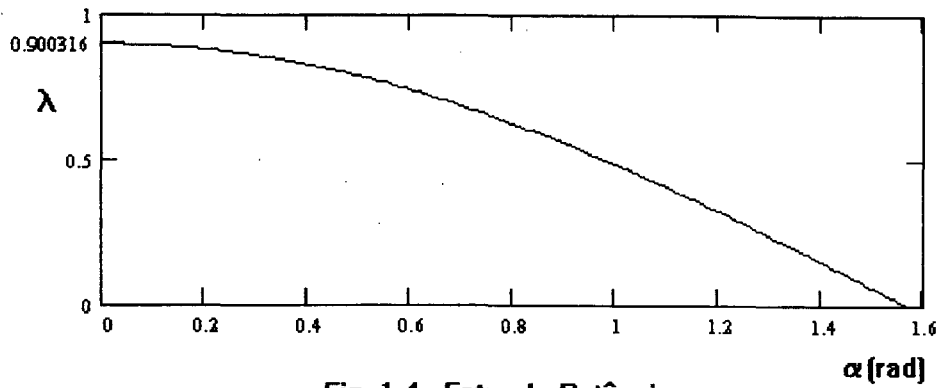


Fig. 1.4 - Fator de Potência.

1.3.4 - HARMÔNICOS DA TENSÃO DE SAÍDA

A figura 1.5 mostra a amplitude dos harmônicos de ordem 2,4,6,8 e 10 em função do ângulo de disparo α .

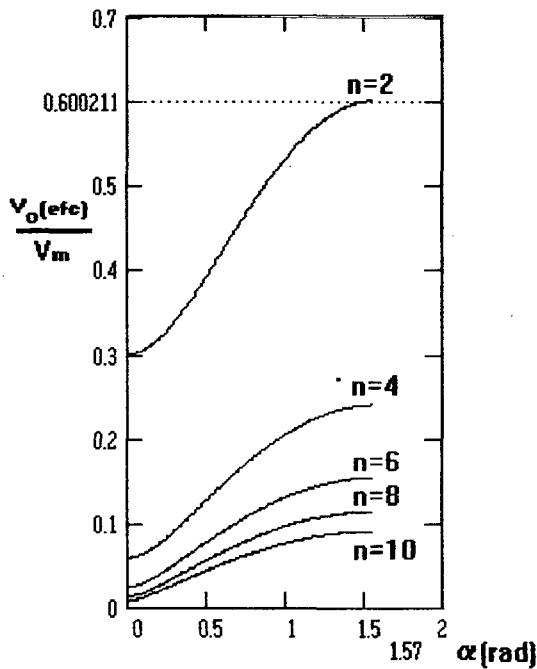


Fig. 1.5 - Variação das harmônicas da tensão de saída.

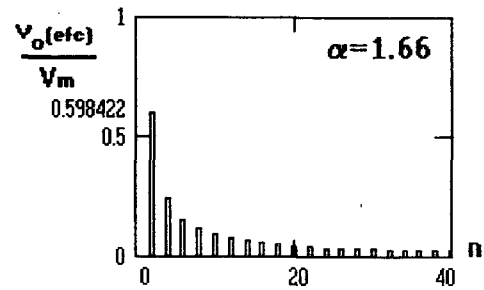


Fig. 1.6 - Amplitudes das harmônicas da tensão de saída.

Na figura 1.6 verifica-se a amplitude dos harmônicos até a 40ª ordem, tornando fixo o ângulo de disparo α em 1,66 radianos ($\cong 90$ graus). Observa-se que para esta estrutura só se apresentam harmônicos de ordem par.

1.4 - RETIFICADOR TRIFÁSICO DE MEIA ONDA COM PONTO MÉDIO

1.4.1 - ESTRUTURA

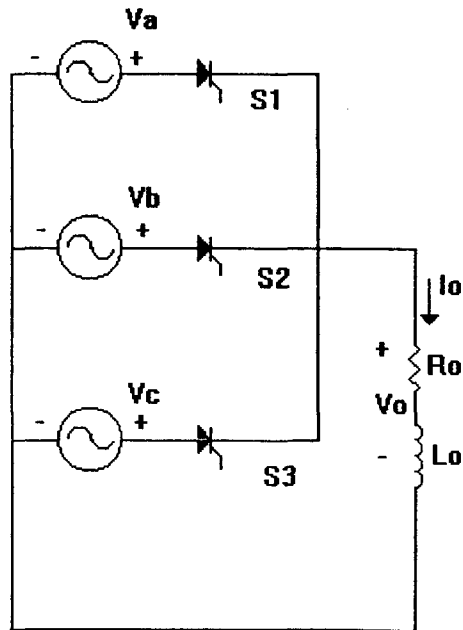


Fig. 1.7 - Retificador trifásico de meia onda.

Considere-se

$$V_a = V_{mf} \cdot \sin(\omega t)$$

$$V_b = V_{mf} \cdot \sin\left(\omega t - \frac{2 \cdot \pi}{3}\right)$$

$$V_c = V_{mf} \cdot \sin\left(\omega t + \frac{2 \cdot \pi}{3}\right)$$

A carga na estrutura apresentada é RL, representando uma carga indutiva. Este modelo de carga foi escolhido, por apresentar as mesmas características estáticas dos motores elétricos. Ainda, desta forma, pode-se considerar o conversor em condução contínua.

A figura 1.8 apresenta a tensão de saída do retificador trifásico. Nesta figura observa-se, ainda, o intervalo em que cada chave conduz.

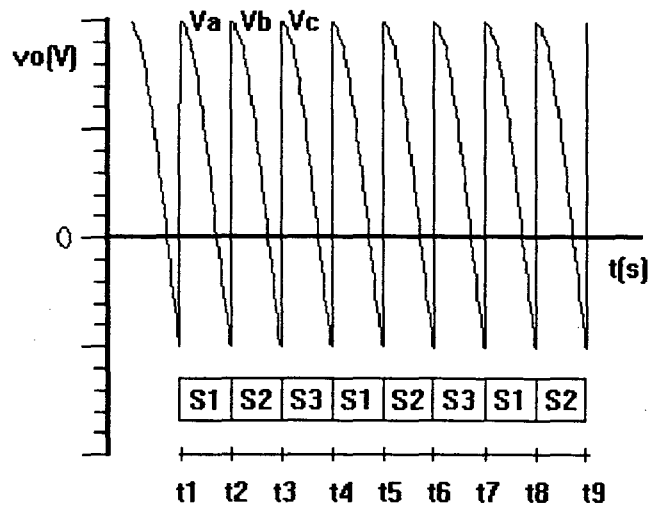


Fig. 1.8 - Tensão de saída do conversor.

1.4.2 - TENSÃO MÉDIA DE SAÍDA

A tensão de saída é determinada pela equação abaixo, e está representada pela figura 1.9.

$$V_o(med) = 0,827 \cdot V_{mf} \cdot \cos(\alpha)$$

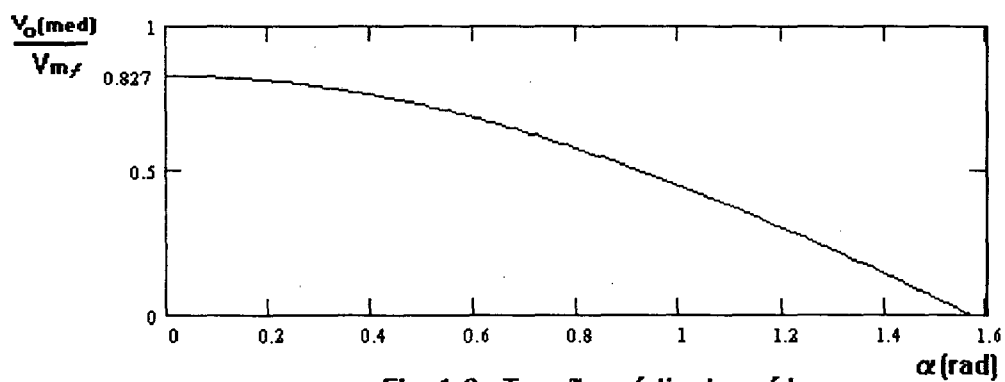


Fig. 1.9 - Tensão média de saída.

1.4.3 - FATOR DE POTÊNCIA

O fator de potência é determinado pela equação abaixo, e está representada pela figura 1.10 [02].

$$\lambda = 0,677 \cdot \cos(\alpha)$$

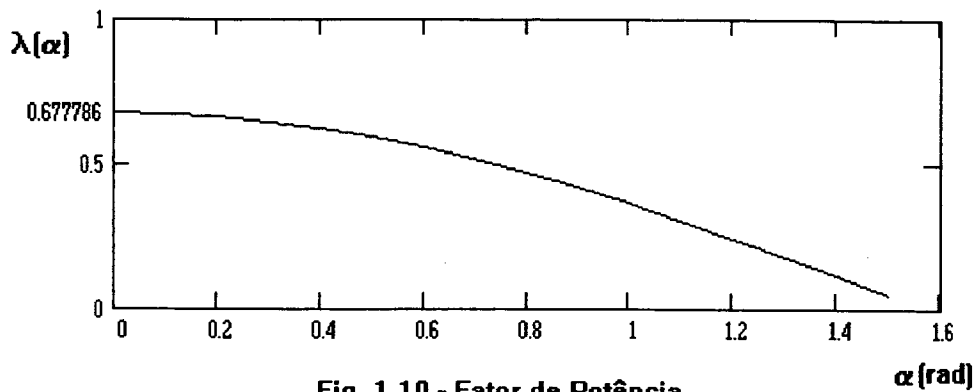


Fig. 1.10 - Fator de Potência.

1.4.4 - HARMÔNICOS DA TENSÃO DE SAÍDA

A figura 1.11 mostra a amplitude dos harmônicos de ordem 3,6,9 e 12, variando com o ângulo de disparo α . Na figura 1.12 verifica-se a amplitude dos harmônicos até a 40ª ordem, tornando fixo o ângulo de disparo α em 1,66 radianos ($\cong 90$ graus). Observa-se que, para esta estrutura, só se apresentam harmônicos de ordem múltiplos de 3.

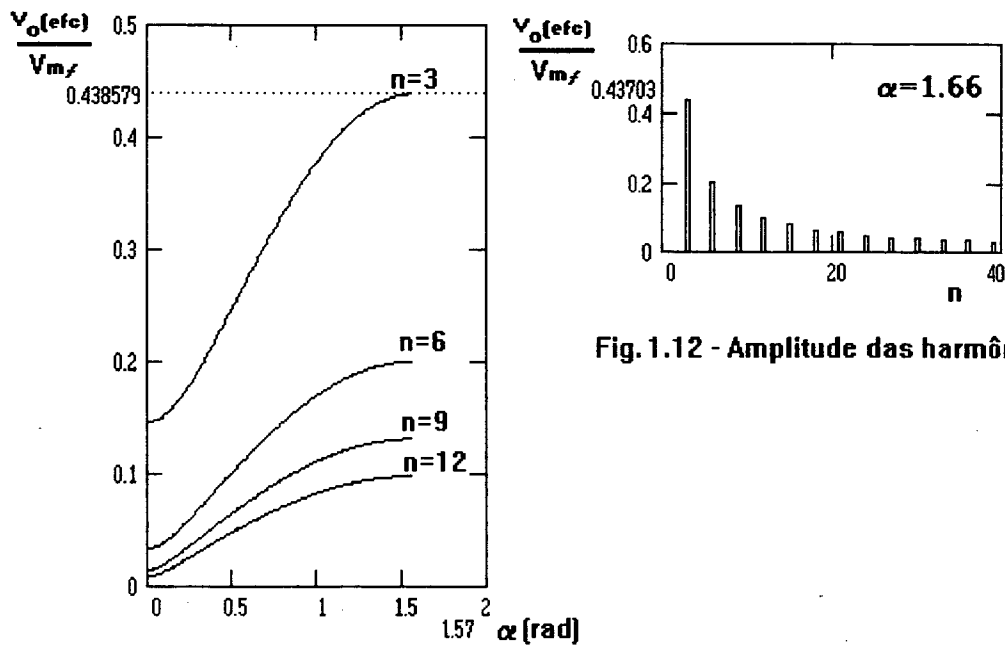


Fig. 1.12 - Amplitude das harmônicas.

Fig. 1.11 - Variação da amplitude das harmônicas.

1.5 - RETIFICADOR TRIFÁSICO EM PONTE (PONTE DE GRAETZ)

1.5.1 - ESTRUTURA

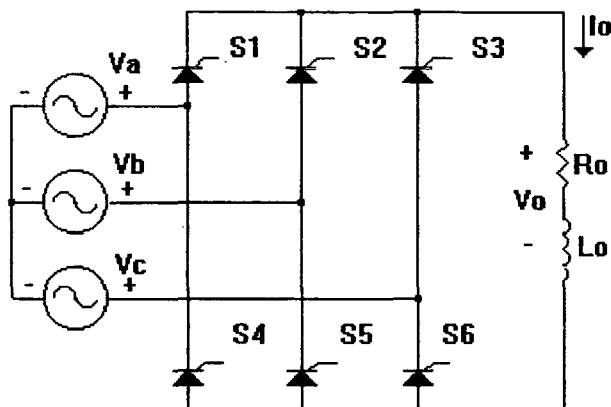


Fig. 1.13 - Ponte de graetz a tiristor.

Considere

$$\begin{aligned} V_{ab} &= V_{ml} \cdot \sin(\omega t) \\ V_{bc} &= V_{ml} \cdot \sin\left(\omega t - \frac{2 \cdot \pi}{3}\right) \\ V_{ca} &= V_{ml} \cdot \sin\left(\omega t + \frac{2 \cdot \pi}{3}\right) \end{aligned}$$

A carga na estrutura apresentada é RL, representando uma carga indutiva. Este modelo de carga foi escolhido por apresentar as mesmas características estáticas dos motores elétricos. Ainda, desta forma, pode-se considerar o conversor em condução contínua.

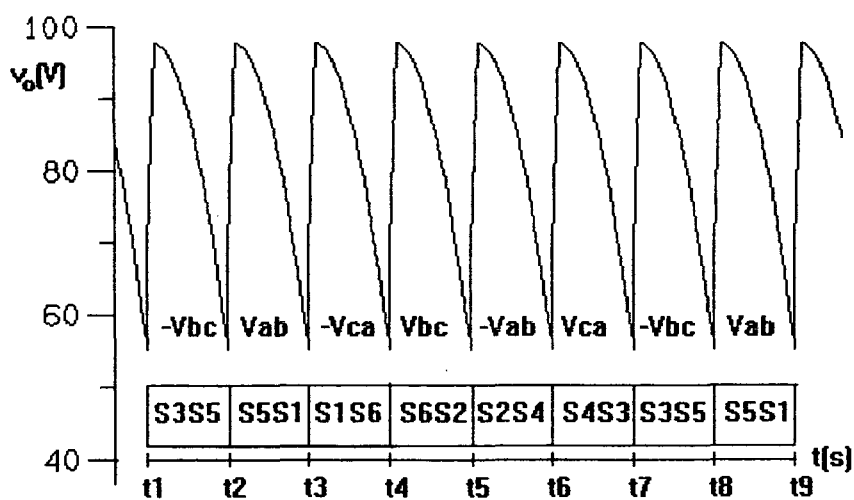


Fig. 1.14 - Tensão de saída do conversor.

A figura 1.14 apresenta a tensão de saída do retificador onde observa-se o intervalo de condução de cada chave. A sequência de funcionamento pode ser verificada, observando-se as figuras 1.13 e 1.14.

1.5.2 - TENSÃO MÉDIA DE SAÍDA

A equação abaixo determina a tensão média de saída do conversor, e está representada na figura 1.15.

$$Vo(med) = 1,654 \cdot V_{ml} \cdot \cos(\alpha)$$

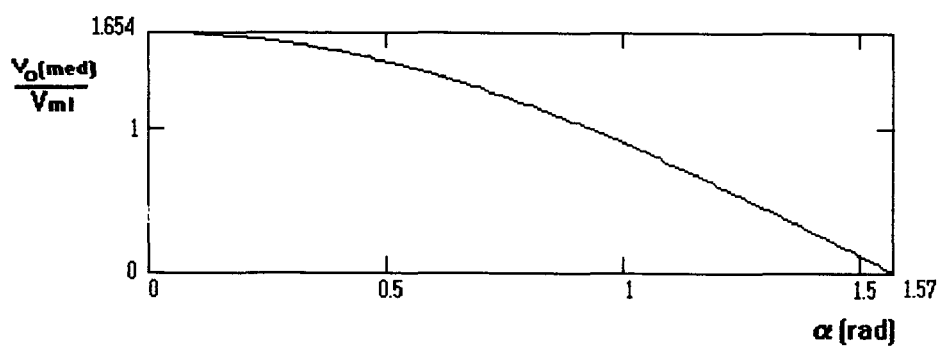


Fig. 1.15 - Tensão média de saída.

1.5.3 - FATOR DE POTÊNCIA

O fator de potência do conversor é determinado pela equação abaixo, e está representada na figura 1.16 [12].

$$\lambda = \frac{3}{\pi} \cdot \cos(\alpha)$$

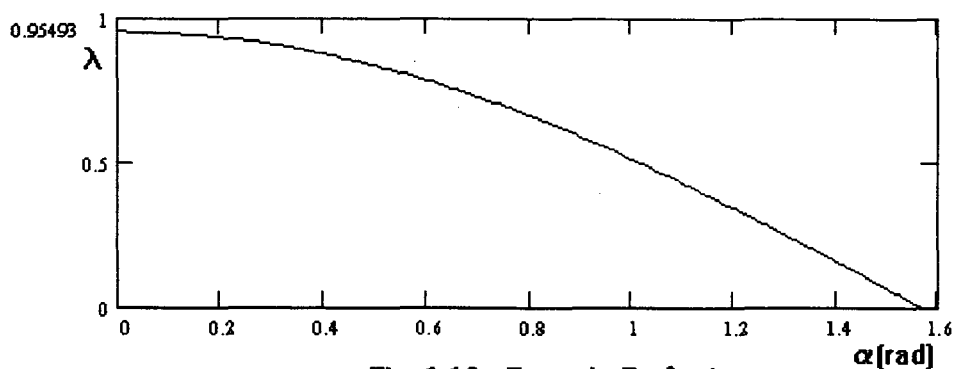


Fig. 1.16 - Fator de Potência.

1.5.4 - HARMÔNICOS DA TENSÃO DE SAÍDA

A figura 1.17 mostra a amplitude dos harmônicos de ordem 6,12,18 e 24 variando com o ângulo de disparo α . Na figura 1.18 verifica-se a amplitude dos harmônicos até a 40ª ordem, para um ângulo de disparo α de 1,66 radianos (≈ 90 graus). Observa-se que para esta estrutura só se apresentam harmônicos múltiplos de 6.

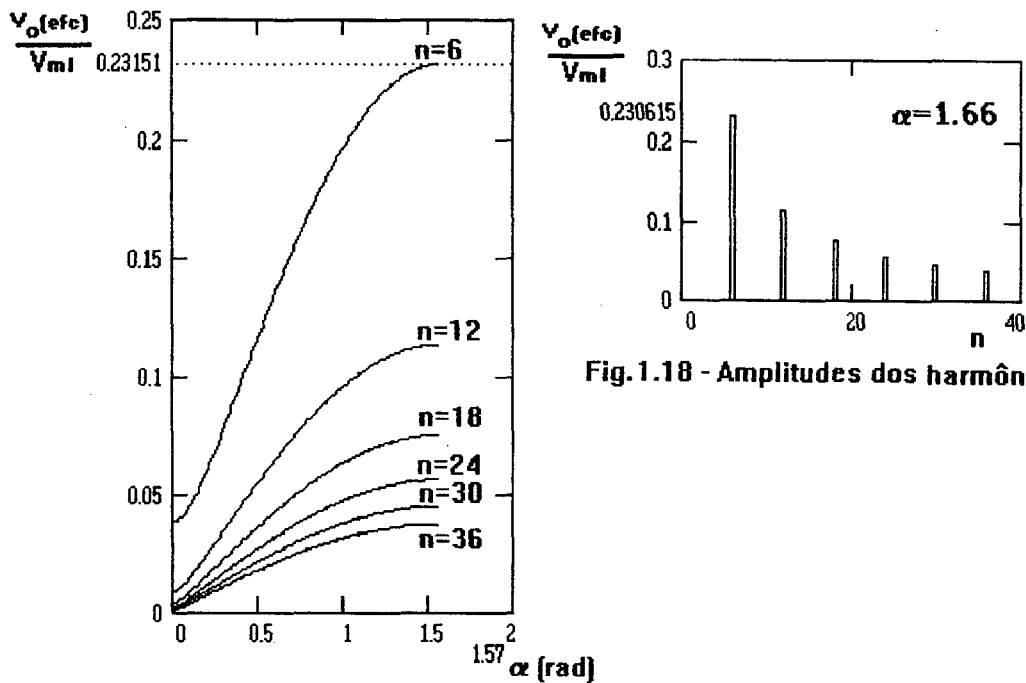


Fig.1.18 - Amplitudes dos harmônicos.

Fig. 1.17 - Variação dos harmônicos de tensão.

1.6 - FATOR DE POTÊNCIA DAS ESTRUTURAS TIRISTORIZADAS

A relação entre o fator de potência, o fator de deslocamento e o fator de distorção é:

$$\lambda = \varphi \cdot \cos(\phi_i) \quad (1.13)$$

Sabe-se que, para conversores de dois quadrantes totalmente controlados a tiristor, é válida a relação:

$$\cos(\phi_i) = \cos(\alpha) \quad (1.14)$$

Assim pode-se constatar que, para conversores de dois quadrantes, o fator de distorção é função da estrutura e do número de pulsos utilizados no conversor, enquanto que o fator de deslocamento é função do instante de disparo do conversor. Assim, para melhorar o

fator de potência além de alterar o arranjo da estrutura, pode-se alterar o ângulo de disparo do conversor.



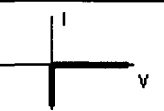






Para os conversores apresentados verificou-se, nos itens 1.3.3, 1.4.3 e 1.5.3, respectivamente, que:

Para retificador monofásico em ponte	$\lambda = 0,900 \cdot \cos(\alpha)$
Para retificador trifásico em meia onda	$\lambda = 0,828 \cdot \cos(\alpha)$
Para retificador trifásico em ponte	$\lambda = 0,955 \cdot \cos(\alpha)$



1.7 - DUALIDADE DOS INTERRUPTORES ESTÁTICOS

Os semicondutores usados como chave estática podem ser classificados quanto as suas características estáticas. Quando estas características são descritas em termos de corrente e tensão, pode-se estabelecer uma dualidade de interruptores [06], como as mostradas abaixo.

1.7.1 - QUANTO ÀS CARACTERÍSTICAS ESTÁTICAS

chave	normal	dual
 diodo		
 tiristor		
 transistor		

1.7.2 - CARACTERÍSTICAS DO TIRISTOR E TIRISTOR DUAL

TIRISTOR	TIRISTOR DUAL
<p>Simbologia</p> 	<p>Simbologia</p> 
<p>Entrada em condução: comandada</p> <p>Condições:</p> <ul style="list-style-type: none">(i) $V \geq 0$(i.i) ordem de disparo(i.i.i) ângulo de disparo - α	<p>Entrada em condução: espontânea</p> <p>Condições:</p> <ul style="list-style-type: none">(i) $V \leq 0$
<p>Saída de condução: espontânea</p> <p>Condições:</p> <ul style="list-style-type: none">(i) $I \leq 0$	<p>Saída de condução: comandada</p> <p>Condições:</p> <ul style="list-style-type: none">(i) $I \geq 0$(i.i) ordem de bloqueio(i.i.i) ângulo de bloqueio - γ
<p>Proteção:</p> <ul style="list-style-type: none">(i) No disparo contra di/dt(i.i) indutor em série(i.i.i) destruição se $I \geq I_{max}$	<p>Proteção:</p> <ul style="list-style-type: none">(i) No bloqueio contra dv/dt(i.i) capacitor em paralelo(i.i.i) destruição se $V \geq V_{max}$
<p>Perdas na comutação</p> <p>Diminuição das perdas no disparo</p> <p>Bloqueio com corrente nula (ZCS)</p>	<p>Perdas na comutação</p> <p>Diminuição das perdas no bloqueio</p> <p>Disparo com tensão nula (ZVS)</p>

1.8 - CONCLUSÃO

Observa-se que o fator de distorção (ϕ) colabora com o baixo fator de potência (ϕ_i) do conversor. Por isso, autores descrevem estruturas com elevado número de pulsos [20] que, não só reduzem o conteúdo harmônico como também, elevam o fator de potência. Entretanto, o ângulo de disparo intervém mais significativamente para baixar o fator de potência da estrutura, principalmente se esta for de poucos pulsos ou seja, mais econômica. Isto se deve ao fato de que a fundamental da corrente de entrada está deslocada de um ângulo

ϕ_i da tensão de entrada. Esta é a característica das estruturas totalmente controladas a SCR, ou seja, a corrente é estabelecida pela chave sempre no semiciclo positivo da tensão e após um ângulo de disparo α , que é igual ao ângulo de deslocamento ϕ_i . Se for usada uma chave com características duais ao SCR (ou seja, condução da corrente através da chave a partir do semiciclo negativo da tensão e interrupção da mesma corrente quando a tensão estiver no semiciclo positivo), obter-se-iam características duais aos conversores com SCR, ou seja, ter-se-ia conversores com fator de potência adiantado.

O tiristor dual possui bidirecionalidade de corrente. Esta característica é indesejável para os retificadores. Desta forma, para evidenciar a necessidade da unidirecionalidade da corrente, adota-se um diodo em série com a chave controlada. Por outro lado, para auxiliar a comutação, utiliza-se um capacitor em paralelo com esta chave, formando um conjunto, como o mostrado na figura 1.19, ao qual pode-se denominar de chave ZVS.

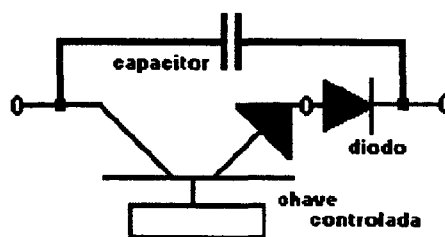


Fig. 1.19 - Chave ZVS.

Usando as características do tiristor e da chave ZVS num único conversor, poder-se-ia obter conversores com fator de potência unitário [05].

CAPÍTULO 02 - CONVERSORES MONOFÁSICOS EM DOIS QUADRANTES USANDO CHAVE ZVS

2.1 - INTRODUÇÃO

Neste capítulo serão apresentadas algumas aplicações da chave ZVS para retificadores monofásicos. Serão analisados os retificadores monofásicos de onda completa em ponte usando chave ZVS e os retificadores monofásicos de onda completa em ponte usando chave ZVS e tiristor.

Para cada um dos circuitos acima, foi desenvolvida a seguinte sequência de estudo teórico:

- Estrutura e sequência de funcionamento;
- Obtenção das curvas da corrente de entrada e tensão de saída por simulação;
- Estudo da comutação;
- Desenvolvimento em Série de Fourier da tensão de saída;
- Desenvolvimento em Série de Fourier da corrente de entrada;
- Características externas de entrada;
- Características externas de saída;
- Esforços nos componentes e
- Exemplo de projeto.

Utiliza-se, como carga, um modelo indutivo ou fonte de corrente. É enfatizado o uso das Séries de Fourier, pois esta é necessária para obtenção da performance do conversor. Para ilustrar os resultados obtidos, no desenvolvimento em Séries de Fourier, é apresentado o resultado gráfico das mesmas.

2.2 - RETIFICADOR MONOFÁSICO EM PONTE USANDO CHAVE ZVS

2.2.1 - ESTRUTURA E SEQUÊNCIA DE FUNCIONAMENTO

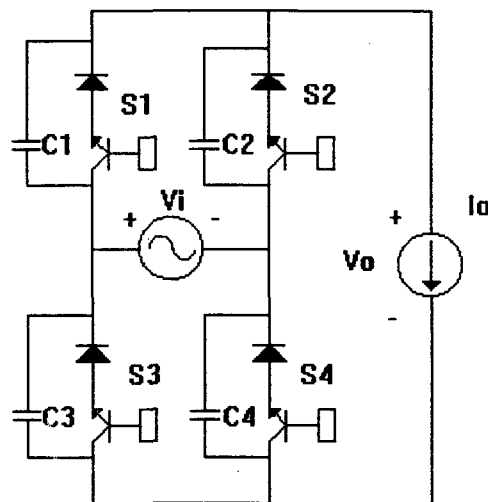


Fig. 2.1 - Ponte monofásica usando chave ZVS.

Onde: $V_i = V_m \cdot \sin(\omega t)$

A estrutura do retificador está mostrada na figura 2.1. Observa-se a carga idealizada como fonte de corrente. A sequência de funcionamento é constituída de duas etapas, que são definidas em intervalos da tensão de saída mostrada na figura 2.2. As formas de onda das correntes e tensões nos braços do retificador foram obtidas por simulação digital e são mostradas nas figuras 2.6(a), (b), (c) (d) e (e). Na simulação os valores dos parâmetros são: $V_m=100\text{volts}$, $C_1=C_2=C_3=C_4=150\text{nF}$ e $I_o=7,5\text{Amp}$. O programa de simulação utilizado foi o SCVOLT [16].

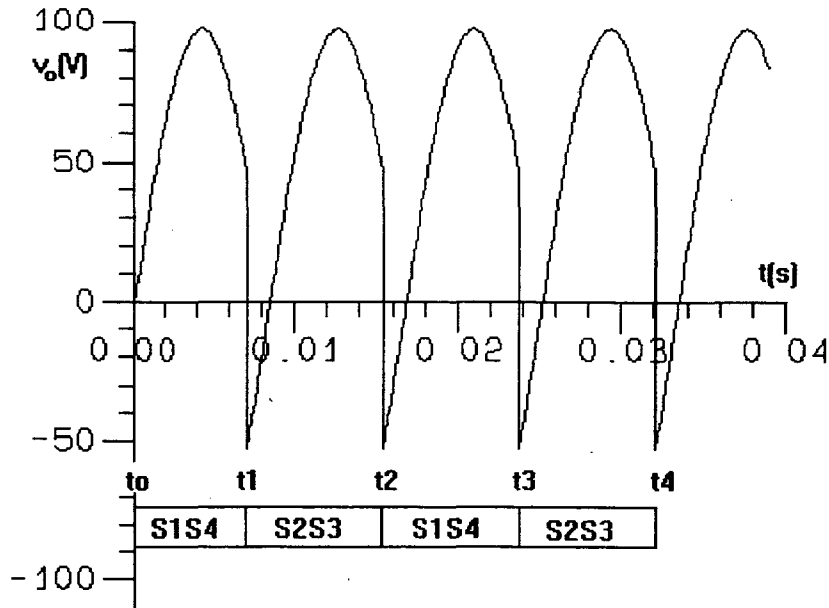


Fig. 2.2- Tensão de saída do conversor.

O ângulo a partir do qual a chave ZVS é comandada a bloquear é definido a partir do instante em que esta chave ZVS está habilitada ao bloqueio (corrente através desta positiva), cuja referência (zero grau) é indicada na figura 2.3. Este ângulo é chamado de ângulo de bloqueio da chave ZVS e está representado pela letra grega gama (γ).

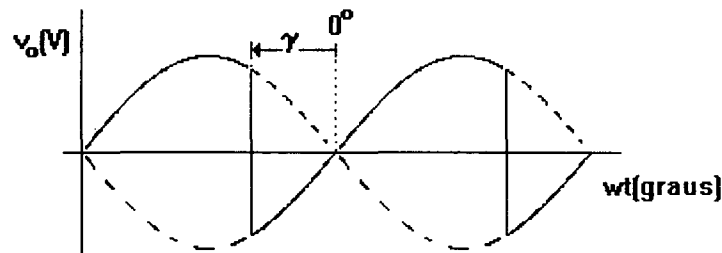


Fig. 2.3- Tensão de saída do conversor para um ângulo de bloqueio γ .

No caso da ponte monofásica o instante a partir do qual a chave ZVS está habilitada a bloquear é apresentado na figura 2.3.

Na primeira etapa, mostrada na figura 2.4, observa-se S1 e S4 conduzindo. No instante t_1 , S1 e S4 são comandados a bloquear.

A segunda etapa tem início em t_1 quando S1 e S4 são comandados a bloquear; quando isto acontece, a troca de carga nos capacitores possibilita a condução espontânea de S2 e S3. A corrente circula conforme mostra a figura 2.5; estas chaves permanecem conduzindo até

serem comandadas a bloquear em t_2 . Neste instante, de forma análoga, após S2 e S3 serem comandadas a bloquear, S1 e S4 passam a conduzir espontaneamente. As condições de funcionamento do circuito retornam as da primeira etapa. Desta forma, a sequência fica estabelecida.

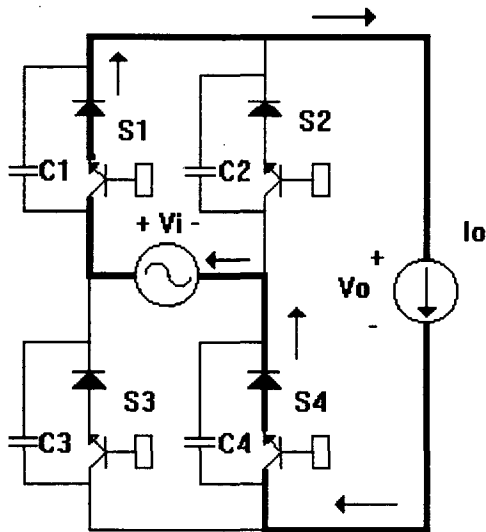


Fig. 2.4 - Corrente através do conversor

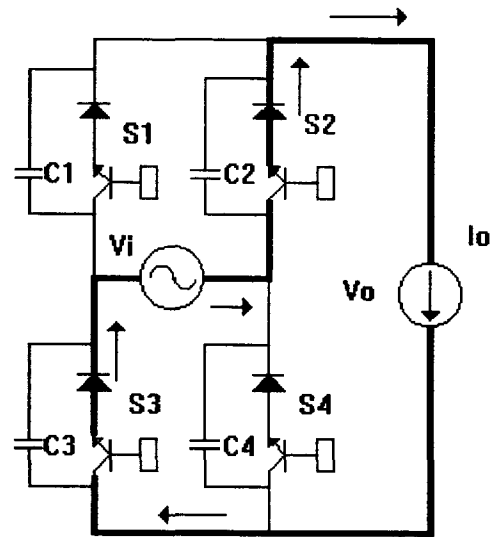


Fig. 2.5 - Corrente através do conversor

Como os capacitores são parte ativa da comutação, estes são chamados de capacitores de comutação. A análise do comportamento do circuito durante a comutação é estudada a seguir.

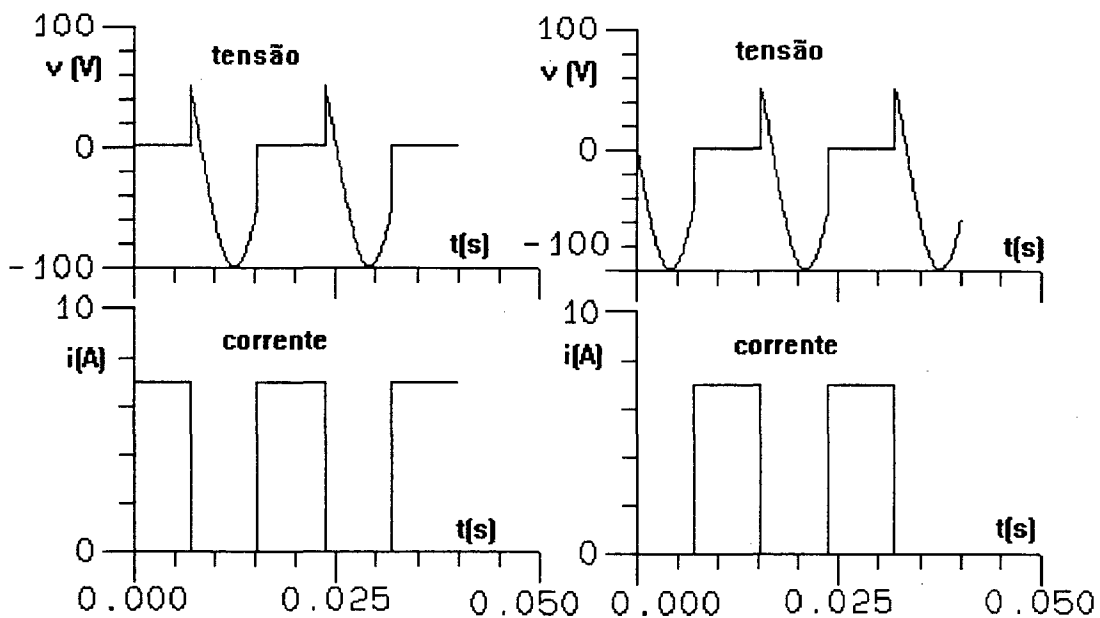


Fig. 2.6(a) - Tensão e corrente na chave S1.

Fig. 2.6(b) - Tensão e corrente na chave S2.

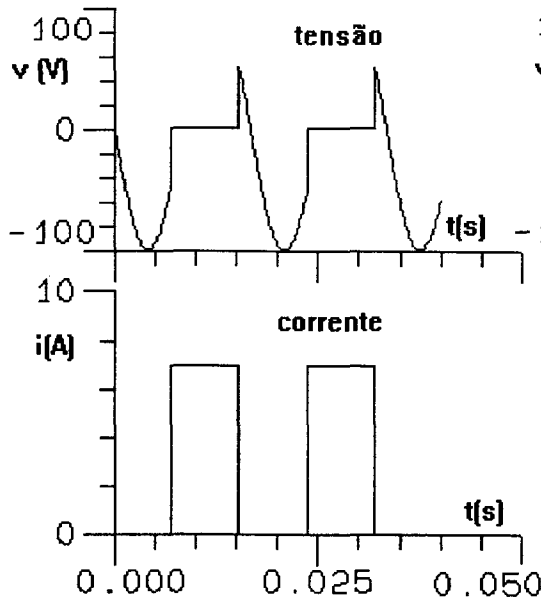


Fig. 2.6(c) - Tensão e corrente na chave S3

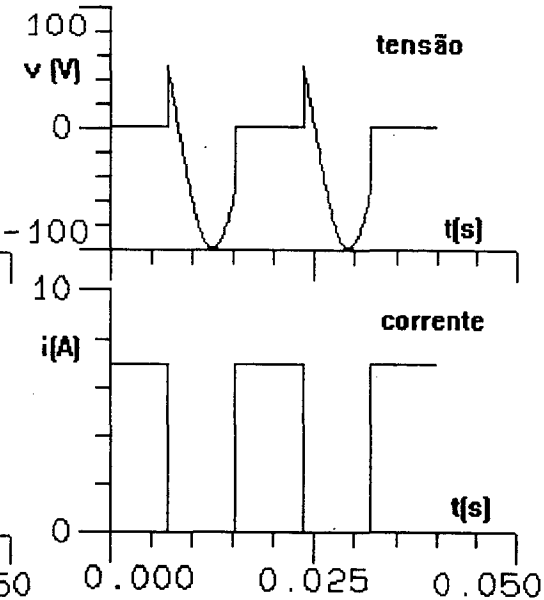


Fig. 2.6(d) - Tensão e corrente na chave S4

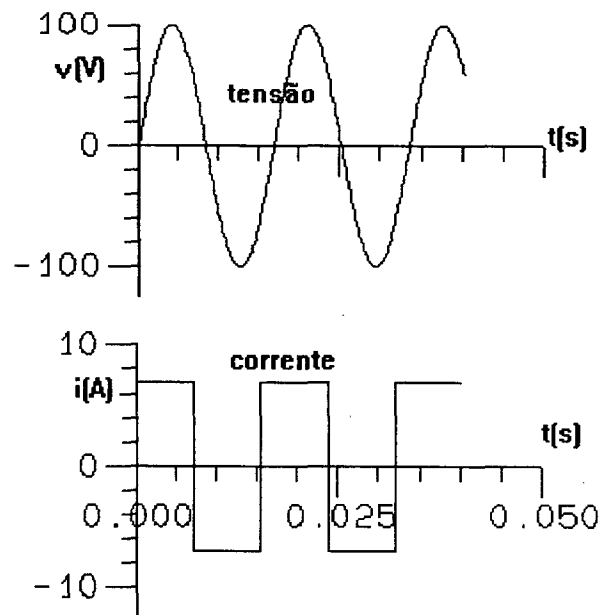


Fig. 2.6(e) - Tensão e corrente na fonte.

2.2.2 - ESTUDO DA COMUTAÇÃO

Quando a chave interrompe uma corrente que circula através de uma carga indutiva, ocorre uma sobretensão. Esta sobretensão na chave é evitada inserindo-se um capacitor em paralelo com a mesma. Assim capacitores em paralelo com as chaves reduzem as perdas na saída de condução das mesmas. Considerando que a entrada em condução é suave, pois ocorre

na passagem pelo zero de tensão, e a saída é com perdas reduzidas, tem-se um elevado rendimento para os retificadores usando chave ZVS. Além de reduzir as perdas, os capacitores fazem parte integrante no processo de comutação. Faz-se, a seguir, uma análise qualitativa da comutação.

ANÁLISE QUALITATIVA DA COMUTAÇÃO

Inicialmente em t_0 , S1 e S4 estão conduzindo; portanto C1 e C4 estão descarregados; S2 e S3 bloqueadas assumem a tensão da carga; assim C2 e C3 estão carregados com a tensão da carga, como se pode observar na figura 2.7. Em t_1 , S1 e S4 são comandadas a abrir. Neste instante, todas as chaves ficam abertas, como mostra a figura 2.8.

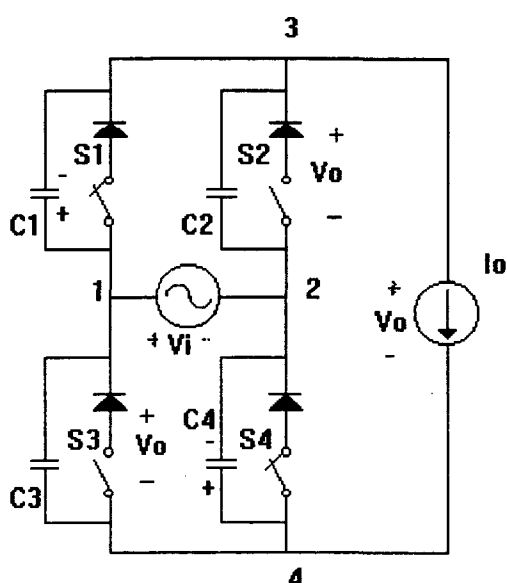


Fig. 2.7 - Configuração do conversor no instante t_1 .

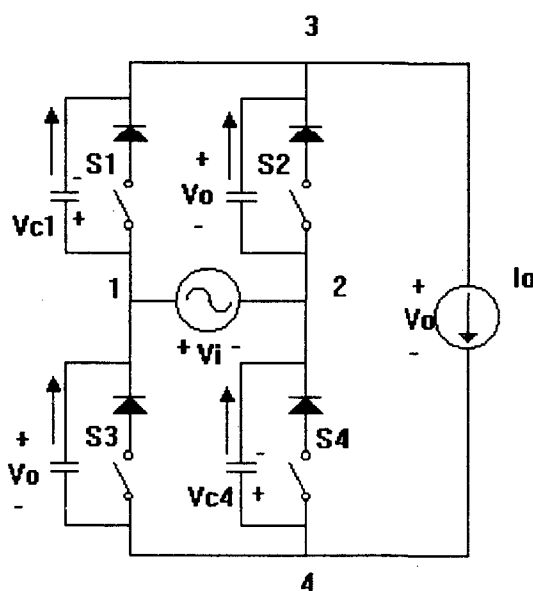


Fig. 2.8 - Configuração do conversor imediatamente após t_1 .

Instantes antes de t_1 , quando S1 e S4 estão conduzindo, o circuito está com a polaridade das tensões como mostradas na figura 2.7, que permanecem as mesmas na figura 2.8, instante logo após t_1 , a partir do qual todas as chaves permanecem abertas.

Pela figura 2.8, no instante imediatamente após a comutação, pode-se concluir que:

- não existe tensão entre os nós 1 e 3, $V_{c1}(t_1)=0$
- não existe tensão entre os nós 2 e 4, $V_{c4}(t_1)=0$

- Como a carga é uma fonte de corrente, esta estabelece uma corrente através dos capacitores, mostrada na figura 2.8. Esta corrente faz com que os capacitores C1 e C4 carreguem e os capacitores C2 e C3 descarreguem.
- A corrente que circula através da carga permanece constante, pois a carga foi modelada como sendo uma fonte de corrente.

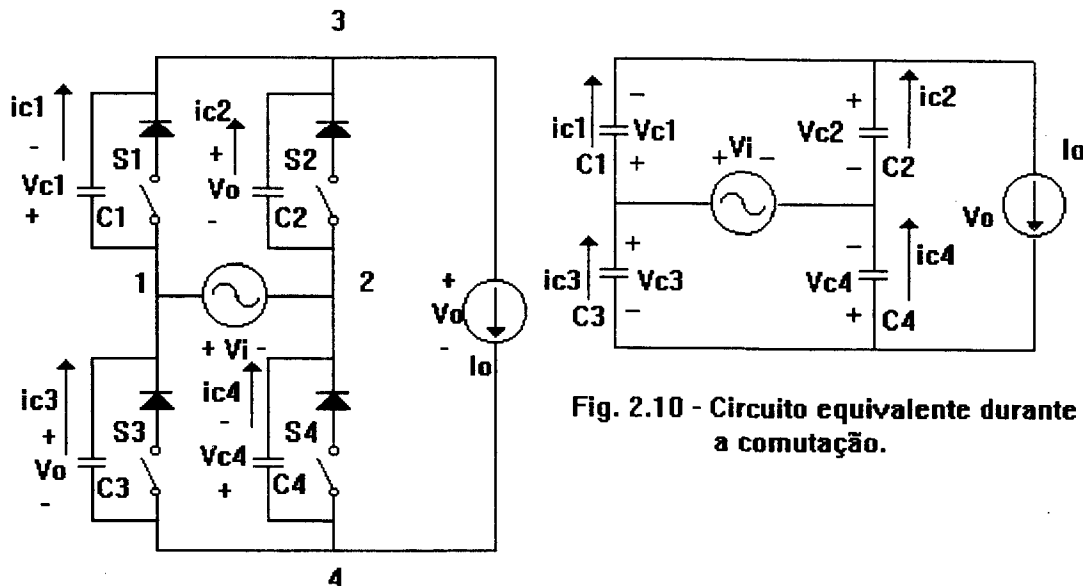


Fig. 2.9 - Corrente através dos capacitores durante a comutação.

Fig. 2.10 - Circuito equivalente durante a comutação.

Pela figura 2.9, C3 tende a inverter a polaridade da tensão em seus terminais. Quando a tensão em C3 passa por zero, a tensão nos terminais de S3 é nula, o que faz com que (pelo princípio da chave ZVS) S3 entre em condução espontaneamente. Analogamente ocorre com o braço de C2 mostrada na figura 2.9, onde C2 tende a inverter a polaridade da tensão em seus terminais, fazendo com que S2 entre em condução. Na entrada em condução de S2 e S3 se encerra o intervalo de comutação.

Neste intervalo de comutação, portanto, fica estabelecido um circuito equivalente mostrado na figura 2.10, nele se desenvolve a dinâmica da comutação.

2.2.3 - DESENVOLVIMENTO EM SÉRIE DE FOURIER DA CORRENTE DE ENTRADA

As equações apresentadas no capítulo 01, que determinam a performance do conversor, são escritas usando termos da Série de Fourier. Apresenta-se abaixo a forma final da Série de Fourier para a corrente de entrada. A seguir é apresentada a figura correspondente a esta série.

$$A_n = \frac{2 \cdot I_m}{n \cdot \pi} \cdot \left[1 + (-1)^{n+1} \right] \cdot \sin(n \cdot \gamma) \quad (2.1)$$

$$Bn = \frac{2 \cdot \text{Im}}{n \cdot \pi} \cdot \left[1 + (-1)^{n+1} \right] \cdot \cos(n \cdot \gamma) \quad (2.2)$$

$$i(\omega t) = \sum_{n=1}^{\infty} An \cdot \cos(n \cdot \omega t) + \sum_{n=1}^{\infty} Bn \cdot \sin(n \cdot \omega t) \quad (2.3)$$

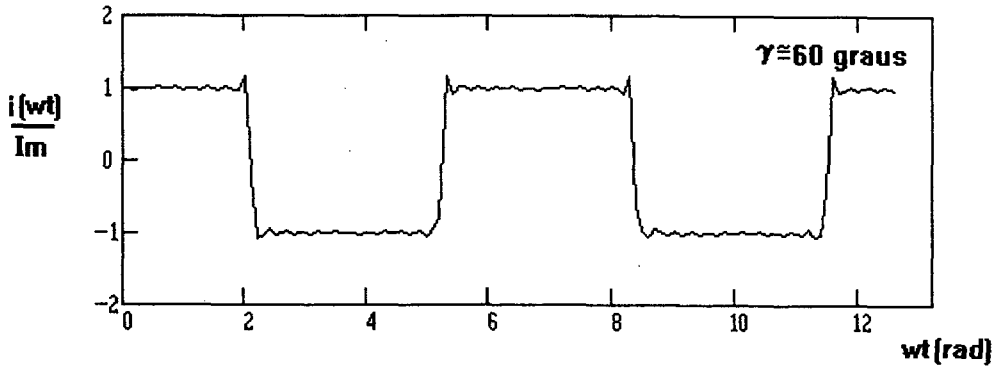


Fig. 2.11 - Corrente de entrada.

A figura 2.11 apresenta a forma gráfica da equação 2.3, fazendo n até 40, representando a corrente de entrada do retificador.

2.2.4 - DESENVOLVIMENTO EM SÉRIE DE FOURIER DA TENSÃO DE SAÍDA

As equações que determinam a performance do conversor são escritas usando termos da Série de Fourier. A seguir, apresenta-se a forma final da Série de Fourier para a tensão de saída. Igualmente é apresentada a figura correspondente a esta série.

Considerando que: $\delta = \pi - \gamma$ tem-se:

$$A1 = 0 \quad B1 = 0 \quad A0 = \frac{-4 \cdot Vm}{\pi} \cdot \cos(\delta) \quad (2.4)$$

$$An = \frac{-2 \cdot Vm}{\pi} \cdot \left[1 - (-1)^{n+1} \right] \cdot \frac{\cos(\delta) \cdot \cos(n \cdot \delta) + n \cdot \sin(\delta) \cdot \sin(n \cdot \delta)}{1 - n^2} \quad (2.5)$$

$$Bn = \frac{-2 \cdot Vm}{\pi} \cdot \left[1 - (-1)^{n+1} \right] \cdot \frac{\cos(\delta) \cdot \sin(n \cdot \delta) + n \cdot \sin(\delta) \cdot \cos(n \cdot \delta)}{1 - n^2} \quad (2.6)$$

$$vo(\omega t) = \frac{1}{2} \cdot A0 + \sum_{n=2}^{\infty} An \cdot \cos(n \cdot \omega t) + \sum_{n=2}^{\infty} Bn \cdot \sin(n \cdot \omega t) \quad (2.7)$$

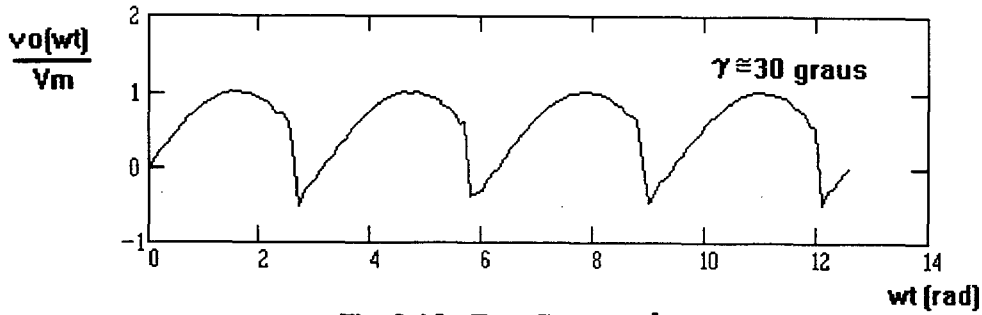


Fig. 2.12 - Tensão de saída.

A figura 2.12 mostra a representação gráfica da equação 2.7 que determina a tensão de saída do retificador fazendo n até 40.

2.2.5- CARACTERÍSTICAS DE ENTRADA

(a) DETERMINAÇÃO DO ÂNGULO DE DESLOCAMENTO DE ENTRADA E DO FATOR DE DESLOCAMENTO

Determinando a equação 2.1 e 2.2 para $n=1$ e substituindo o resultado na equação 1.11 obtém-se:

$$I_1 = \frac{4 \cdot I_m}{\pi} \quad (2.8)$$

Pela característica do conversor tem-se: $I_m = I_o$ (2.9)

onde a corrente de saída é: $I_o = \frac{P_o}{V_o(\text{med})}$ (2.10)

Substituindo o segundo membro da equação 2.24 na equação 1.8, lembrando que $\delta = \pi - \gamma$, determina-se a tensão média de saída: $V_o(\text{med}) = \frac{2 \cdot V_m}{\pi} \cdot \cos(\gamma)$ (2.11)

Substituindo o segundo membro da equação 2.11 na equação 2.10, e o resultado desta na equação 2.9 tem-se:

$$I_m = \frac{\pi \cdot P_o}{2 \cdot V_m \cdot \cos(\gamma)} \quad (2.12)$$

Substituindo o segundo membro da equação 2.12 na equação 2.8 tem-se:

$$I_1 = \frac{2 \cdot P_o}{V_m \cdot \cos(\gamma)} \quad (2.13)$$

Substituindo o segundo membro da equação 2.13 na equação 1.12 tem-se:

$$P_i = \frac{V_m \cdot \frac{2 \cdot P_o}{V_m \cdot \cos(\gamma)}}{2} \cdot \cos(\phi_i)$$

Considerando o conversor sem perdas, finalmente chega-se a:

$$\cos(\phi_i) = \cos(\gamma) \quad (2.14)$$

(b) DETERMINAÇÃO DO FATOR DE POTÊNCIA

Reescrevendo a equação 1.1 nos termos da Série de Fourier tem-se:

$$\lambda = \frac{P_i}{V_i(efc) \cdot \sqrt{\frac{1}{2} \cdot (A1^2 + B1^2) + \sum_{n=2}^{\infty} \frac{1}{2} \cdot (An^2 + Bn^2)}} \quad (2.15)$$

Substituindo o segundo membro da equação 1.5 na equação 2.15 pode-se facilmente obter:

$$\lambda = \frac{\frac{I1}{\sqrt{2}} \cdot \cos(\phi_i)}{\sqrt{\frac{1}{2} \cdot (A1^2 + B1^2) + \sum_{n=2}^{\infty} \frac{1}{2} \cdot (An^2 + Bn^2)}} \quad e \quad \lambda = \frac{(A1^2 + B1^2) \cdot \cos(\gamma)}{\sqrt{(A1^2 + B1^2) + \sum_{n=2}^{\infty} (An^2 + Bn^2)}}$$

onde, após obtenção de A1, B1, An e Bn das equações 2.1 e 2.2, e simplificações, obtém-se:

$$\lambda = \frac{2 \cdot \cos(\gamma)}{\sqrt{4 + \sum_{n=2}^{\infty} \frac{1}{n^2} \cdot [1 + (-1)^{n+1}]^2}} \quad (2.16)$$

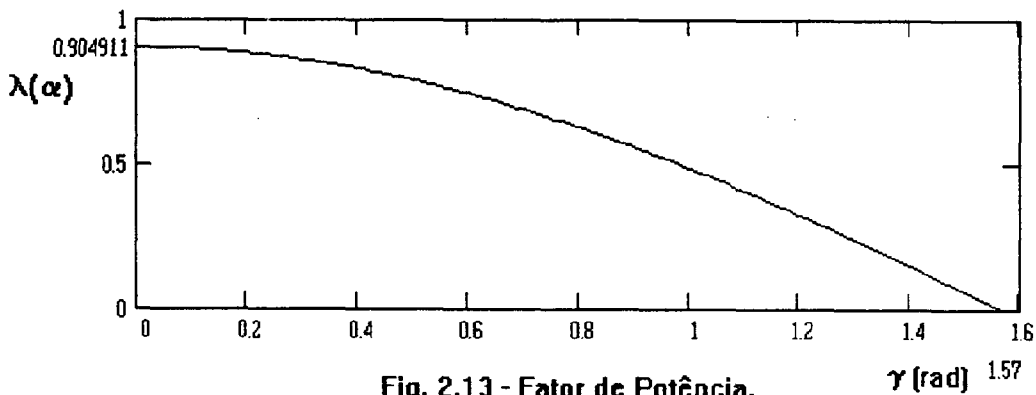


Fig. 2.13 - Fator de Potência.

A figura 2.13 mostra o gráfico que representa o fator de potência, em função do ângulo de extinção, fazendo n até 40.

(c) DETERMINAÇÃO DA TAXA DE DISTORÇÃO HARMÔNICA - TDH

Substituindo as equações 2.1 e 2.2 na equação 1.3 tem-se que:

$$TDH = \frac{1}{2} \cdot \sqrt{\sum_{n=1}^{\infty} \left[\frac{1 + (-1)^{n+1}}{n} \right]^2} - 4$$

Cujo resultado, fazendo n até 40, é: $TDH = 0,47$

2.2.6- CARACTERÍSTICAS DE SAÍDA

(a) DETERMINAÇÃO DA TENSÃO MÉDIA DE SAÍDA

A tensão média pode ser determinada a partir da equação 2.11, cujo gráfico é mostrado na figura 2.14.

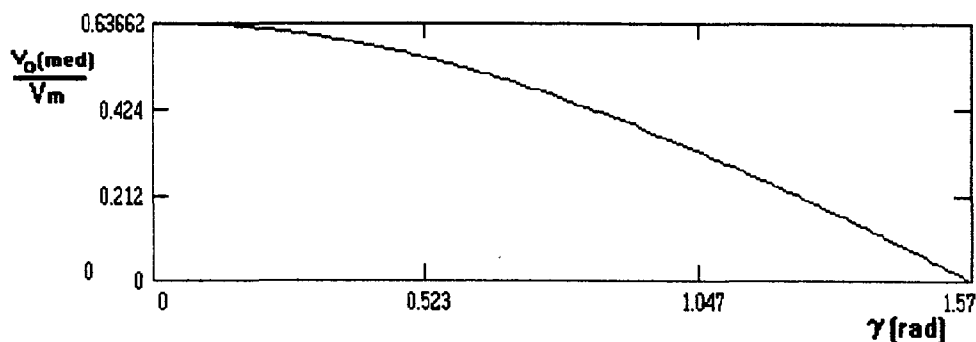


Fig. 2.14 - Tensão média de saída.

(b) DETERMINAÇÃO DOS HARMÔNICOS DE SAÍDA

A tensão eficaz do harmônico de ordem n pode ser obtida a partir da equação abaixo:

$$V_n(efc) = \sqrt{\frac{1}{2} \cdot (An^2 + Bn^2)}$$

Onde An e Bn são obtidos nas equações 2.5 e 2.6 respectivamente.

A figura 2.15 mostra as amplitudes de cada harmônico de tensão. A figura 2.16 apresenta a variação da amplitude dos diversos harmônicos em função do ângulo de extinção γ .

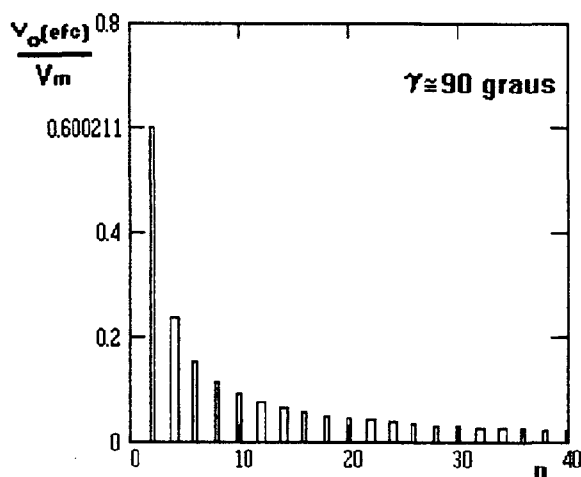


Fig. 2.15 - Amplitude das harmônicas.

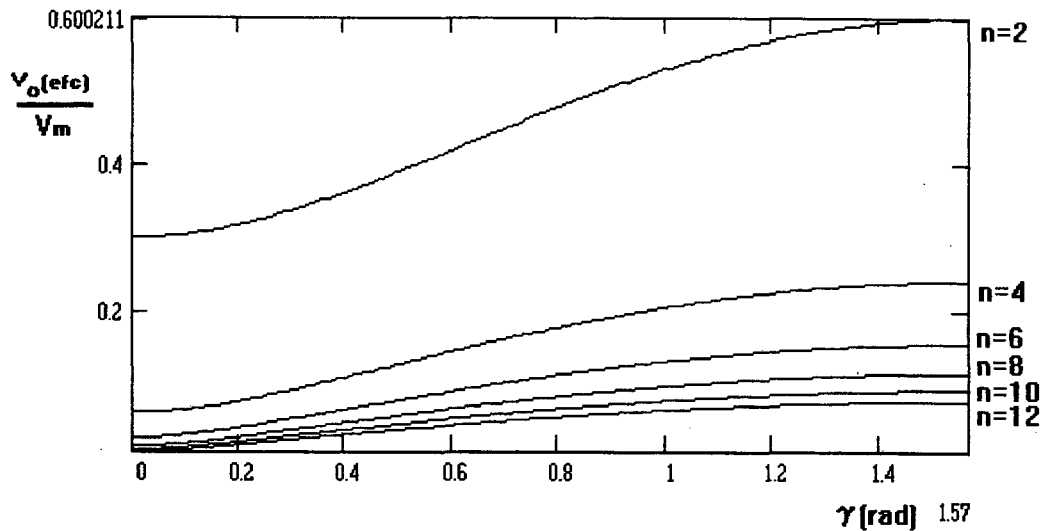


Fig. 2.16 - Variação das amplitudes das harmônicas.

2.2.7 - ESFORÇOS NOS COMPONENTES

(a) CORRENTE ATRAVÉS DAS CHAVES

Sabendo que: $\delta = \pi - \gamma$ tem-se:

$$A_0 = I_m \quad (2.17)$$

$$A_n = \frac{-I_m}{n \cdot \pi} \cdot [1 - (-1)^n] \cdot \text{sen}(n \cdot \delta) \quad (2.18)$$

$$B_n = \frac{I_m}{n \cdot \pi} \cdot [1 - (-1)^n] \cdot \text{cos}(n \cdot \delta) \quad (2.19)$$

$$i(\omega t) = \frac{1}{2} \cdot A_0 + \sum_{n=1}^{\infty} A_n \cdot \text{cos}(n \cdot \omega t) + \sum_{n=1}^{\infty} B_n \cdot \text{sen}(n \cdot \omega t) \quad (2.20)$$

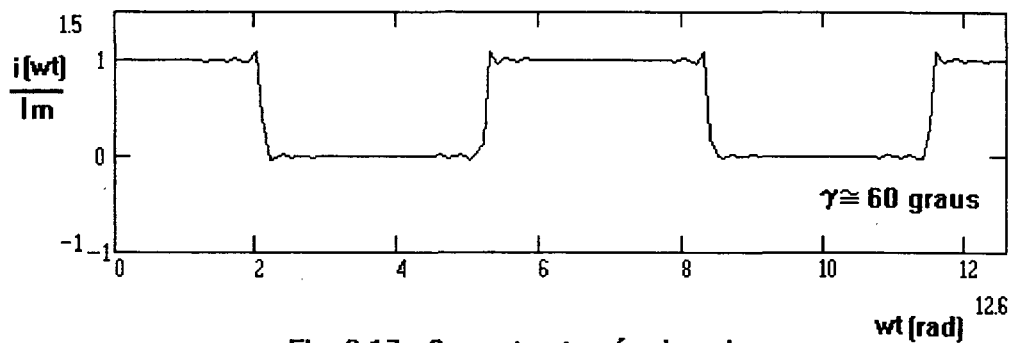


Fig. 2.17 - Corrente através das chaves.

A figura 2.17 apresenta graficamente a corrente através da chave para $\gamma = 60$ graus.

Substituindo o segundo membro das equações 2.17, 2.18 e 2.19 nas equações 1.8, 1.9 e 1.10, fazendo n até 40, pode-se obter a corrente média, eficaz e de pico nas chaves:

$$I(\text{med}) = 0,5 \cdot I_m$$

$$I(\text{efc}) = 0,707 \cdot I_m$$

$$I_p = 0,997 \cdot I_m$$

(b) TENSÃO SOBRE AS CHAVES

Por inspeção observa-se que a máxima tensão reversa à qual as chaves estão submetida é:

$$V_{rrm} = V_m$$

2.2.8 - METODOLOGIA DE PROJETO

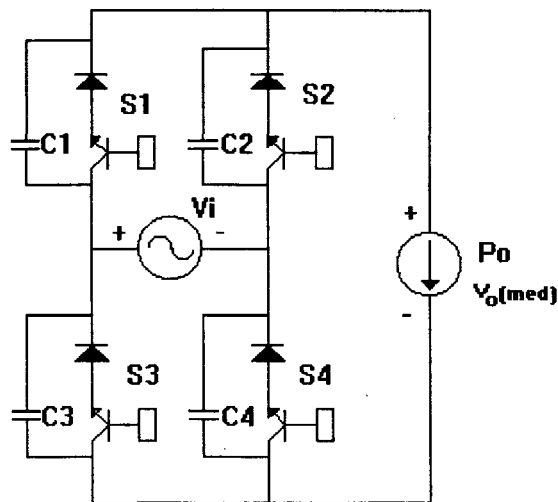


Fig.2.18 - Conversor monofásico em ponte usando chaves ZVS.

A figura 2.18 apresenta um retificador monofásico em ponte. Sejam os dados para elaboração do projeto, P_o , $V_o(\text{med})$ e V_i , apresentados nesta figura, onde :

$V_o(\text{med})$ - tensão média de saída;

P_o - potência de saída;

V_i - tensão de entrada e

$$V_i(\text{efc}) = \frac{V_m}{\sqrt{2}}$$

O roteiro de projeto pode ser desenvolvido nos seguintes passos:

PRIMEIRO PASSO: Determinação do ângulo de disparo.

Estabelecendo uma variação na tensão de entrada tem-se um γ máximo e outro mínimo. Das equações 2.4 e 1.8 obtém-se:

$$Vo(med) = \frac{-2 \cdot Vm}{\pi} \cdot \cos(\pi - \gamma)$$

Parametrizando, tem-se:

$$\frac{Vo(med)}{Vi(efc)} = \frac{2 \cdot \sqrt{2}}{\pi} \cdot \cos(\gamma) \quad (2.21)$$

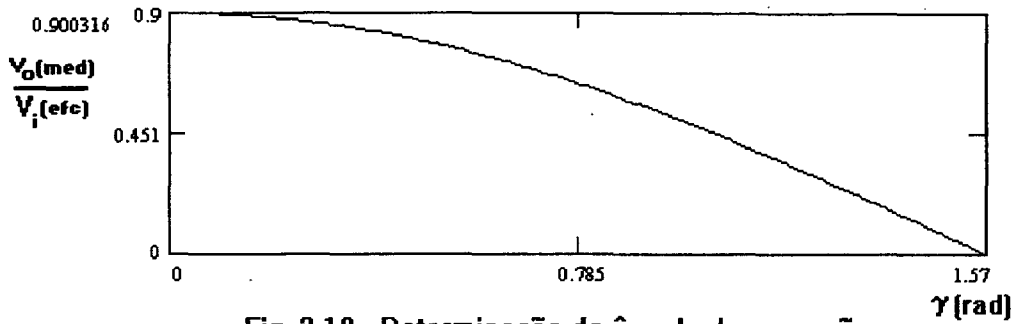


Fig. 2.19 - Determinação do ângulo de operação.

A figura 2.19 representa a equação 2.21 através da qual é possível determinar o ângulo de operação.

SEGUNDO PASSO: Determinação da corrente média de carga.

Substituindo o segundo membro da equação 2.11 na equação 2.10 tem-se:

$$Io = \frac{Po}{\frac{2}{\pi} \cdot Vm \cdot \cos(\gamma)} \quad \text{onde parametrizando obtém-se:}$$

$$\frac{Po}{Io \cdot Vi(efc)} = \frac{2 \cdot \sqrt{2}}{\pi} \cdot \cos(\gamma) \quad (2.22)$$

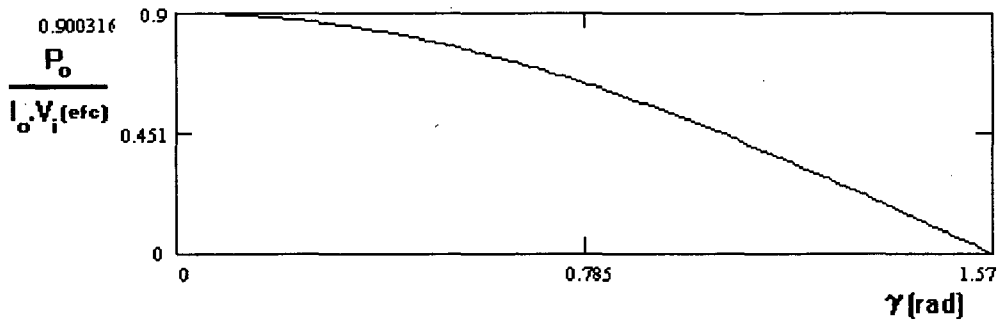


Fig. 2.20 - Determinação da corrente de carga I_o .

A figura 2.20 apresenta a variação da corrente de carga parametrizada em função do ângulo de operação.

TERCEIRO PASSO : Determinação da corrente de entrada.

Substituindo os termos da série harmônica da corrente de entrada, apresentados nas equações 2.1 e 2.2, na equação 1.9 da corrente eficaz, tem-se:

$$I(efc) = \sqrt{\frac{1}{2} \cdot \sum_{n=1}^{\infty} \left[\frac{2 \cdot \text{Im}}{n \cdot \pi} \cdot (1 + (-1)^{n+1}) \right]^2 \cdot [\text{sen}((n \cdot \gamma)^2 + \cos(n \cdot \gamma)^2]} \quad \text{ou}$$

$$I(efc) = \sqrt{\frac{1}{2} \cdot \sum_{n=1}^{\infty} \left[\frac{2 \cdot \text{Im}}{n \cdot \pi} \cdot (1 + (-1)^{n+1}) \right]^2} \quad (2.23)$$

pode-se definir a corrente eficaz pela equação 2.23 parametrizada abaixo:

$$\frac{P_o}{I(efc) \cdot V_i(efc)} = \frac{2 \cdot \cos(\gamma)}{\sqrt{\sum_{n=1}^{\infty} \frac{1}{n^2} \cdot [1 + (-1)^{n+1}]^2}} \quad (2.24)$$

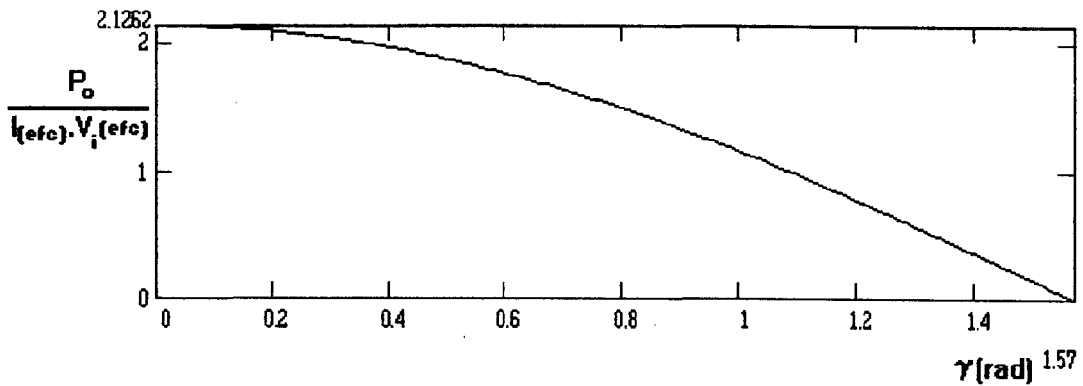


Fig.2.21 - Determinação da corrente eficaz de entrada.

A figura 2.21 representa graficamente a corrente eficaz de entrada parametrizada em função do ângulo de operação.

QUARTO PASSO: Determinação do Fator de Potência

Conhecendo-se o ângulo de bloqueio pode-se determinar o fator de potência através da equação 2.16, representada no gráfico mostrado na figura 2.22.

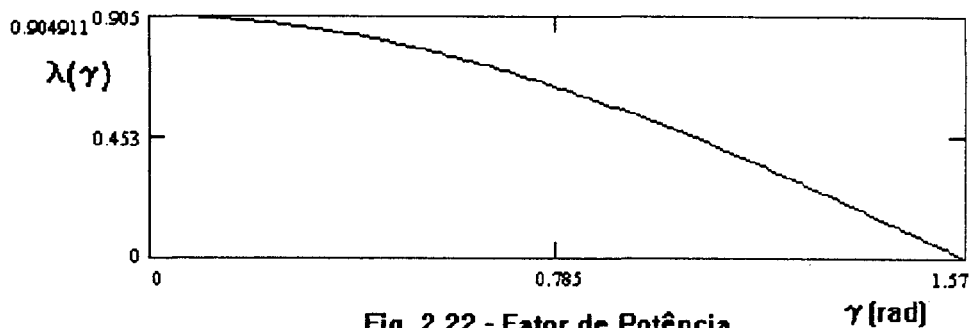


Fig. 2.22 - Fator de Potência.

QUINTO PASSO: Dimensionamento dos componentes

A tensão reversa e a corrente nas chaves podem ser determinadas pelas equações abaixo.

$$V_{rrm} = V_m = 1,414 \cdot V_i(efc)$$

$$I(med) = 0,5 \cdot I_m$$

$$I(efc) = 0,707 \cdot I_m$$

$$I_p = 0,997 \cdot I_m$$

2.3. - RETIFICADOR MONOFÁSICO EM PONTE USANDO TIRISTOR E CHAVE ZVS

2.3.1 - ESTRUTURA E SEQUÊNCIA DE FUNCIONAMENTO

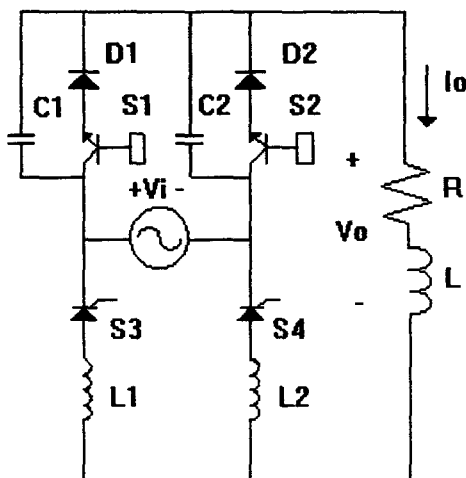


Fig. 2.23 - Retificador de onda completa usando tiristor e chave ZVS.

Onde: $V_i = V_m \cdot \sin(\omega t)$

A estrutura do retificador, com carga idealizada RL, está mostrada na figura 2.23. A sequência de funcionamento é constituída de quatro etapas, que são definidas em intervalos da tensão de saída, mostrada na figura 2.24. As formas de onda das correntes e tensões nos braços do retificador são mostradas nas figuras 2.29(a), (b), (c), (d), (e) e (f). Estas foram obtidas por simulação digital, onde $V_m=100$ Volts, $L_1=L_2=150 \mu H$, $C_1=C_2=250$ nF, $R=8$ Ohm e $L=260$ mH.

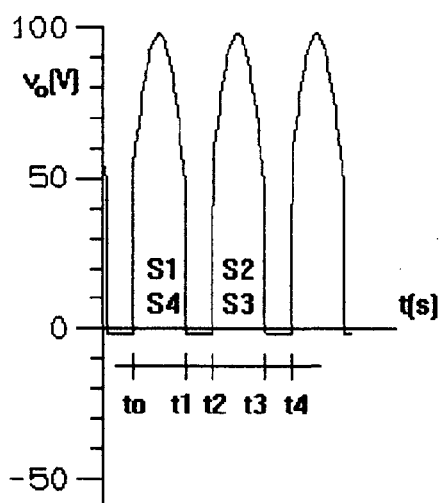


Fig. 2.24 - Tensão de saída.

Na primeira etapa, em t_0 , mostrado na figura 2.24, S4 é comandada a conduzir. Como S1 já está habilitado este último também conduz. A corrente de carga circula através de S1 e S4, como mostra a figura 2.25.

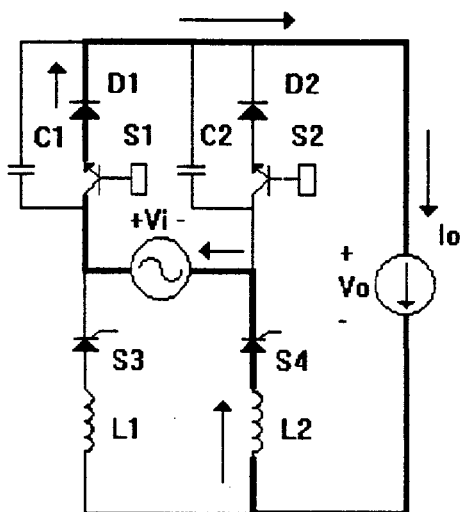


Fig. 2.25 - Corrente através de S1 e S4.

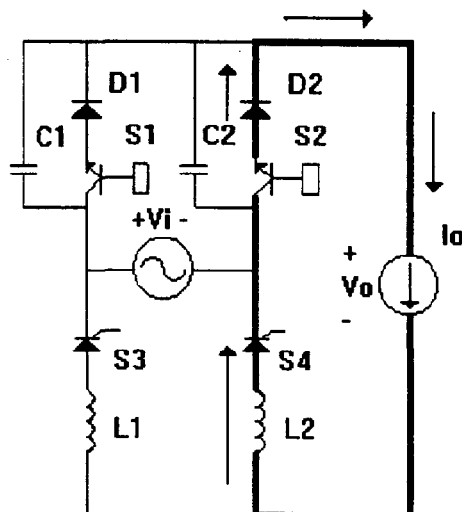


Fig. 2.26 - Corrente através de S2 e S4.

A segunda etapa tem início em t_1 , quando S1 é comandada a bloquear. A corrente de carga é constante, fazendo com que S4 permaneça conduzindo. A corrente de carga circula através de C2 e S4. A corrente que passa por C2 descarrega-o até que S2, sendo uma chave ZVS, conduza naturalmente. Observa-se que, neste intervalo, a tensão na carga se anula como mostra a figura 2.26.

A terceira etapa, mostrada na figura 2.27, tem início em t_2 , quando S3 é comandada a conduzir. A corrente de carga é conduzida através de S2 e S3.

Em t_3 tem início a quarta e última etapa. Neste instante, S2 é comandada a bloquear. Assim que a corrente através de S2 se extingue, C1 e S3 assumem a corrente de carga. A

corrente que passa por C1 descarrega-o até que S1, sendo uma chave ZVS, conduza naturalmente. Observa-se novamente que, neste intervalo, a tensão na carga é nula, como é mostrado na figura 2.28.

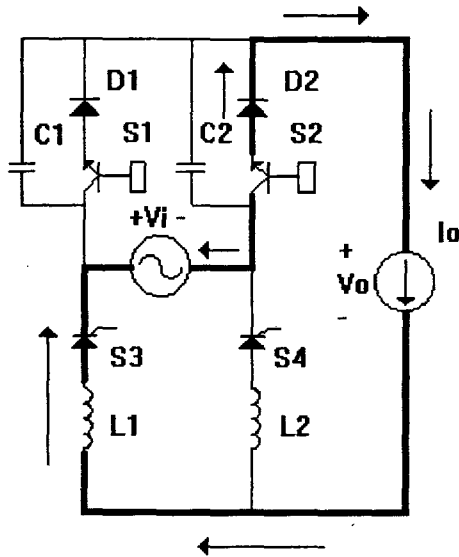


Fig. 2.27 - Corrente através de S2 e S3.

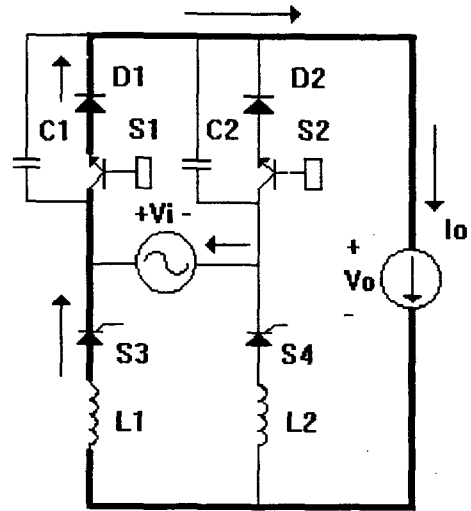


Fig. 2.28 - Corrente através de S1 e S3.

Quando a chave S4 é comandada a conduzir, o circuito retorna às condições de funcionamento da primeira etapa.

Como os capacitores e indutores são parte ativa da comutação, estes passam a se chamar capacitores e indutores de comutação. A análise do comportamento do circuito durante a comutação é estudada a seguir.

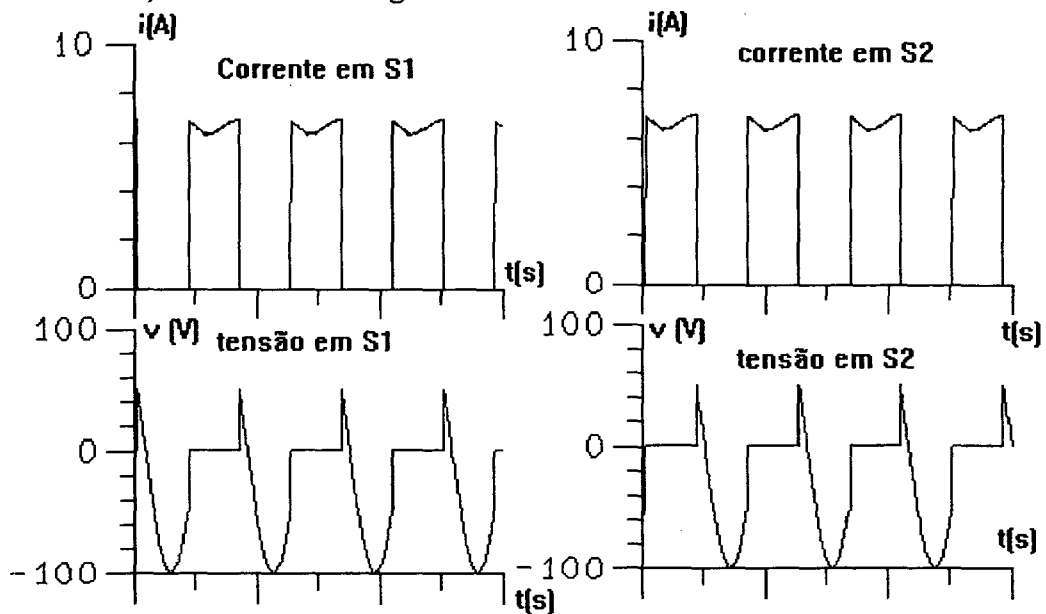


Fig. 2.29(a) - Tensão e corrente na chave S1.

Fig. 2.29(b) - Tensão e corrente na chave S2.

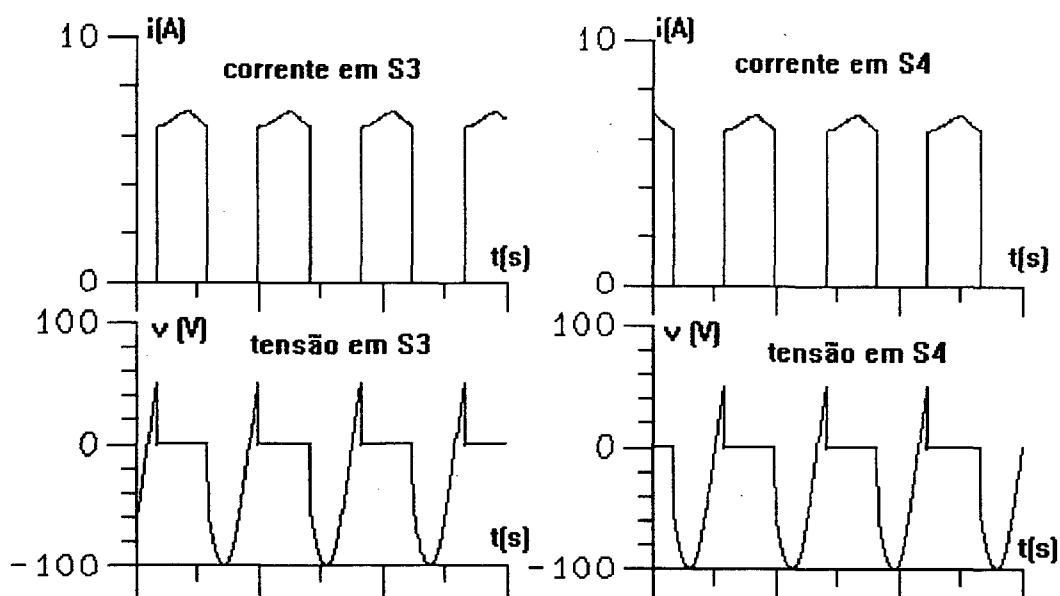


Fig. 2.29(c) - Tensão e corrente na chave S3.

Fig. 2.29(d) - Tensão e corrente na chave S4.

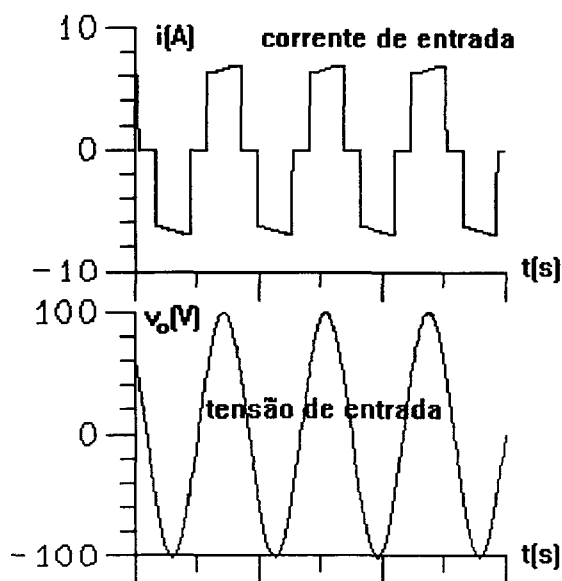


Fig. 2.29 (e) - Tensão e corrente de entrada.

2.3.2. - ESTUDO DA COMUTAÇÃO

O disparo dos tiristores é realizado nos instantes t_0 e t_2 da figura 2.30, onde o ângulo de disparo é α . A extinção da corrente nas chaves ZVS ocorre nos instantes t_1 e t_3 , também mostrados na figura 2.30, onde o ângulo de bloqueio é γ . Mantendo-se $\alpha = \gamma$ obtém-se uma forma de onda na tensão de saída simétrica.

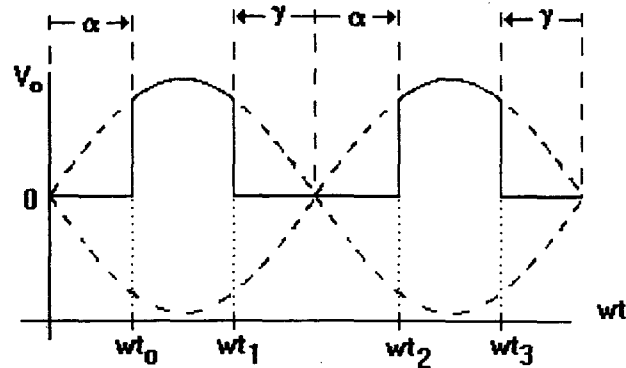


Fig. 2.30 - ângulos de disparo (α) e Bloqueio (γ).

ANÁLISE QUALITATIVA DA COMUTAÇÃO

Ocorrem dois instantes de comutação, para cada troca de braços, que conduzem a corrente de carga. O primeiro instante ocorre na entrada em condução onde a chave comandada é um tiristor. O outro instante ocorre é na saída de condução onde a chave ZVS é encarregada pelo bloqueio. Pode-se chamar o primeiro instante como instante de ENTRADA EM CONDUÇÃO DO TIRISTOR e o segundo instante como EXTINÇÃO DA CORRENTE NA CHAVE ZVS. Como são fenômenos distintos, devem ser analisados separadamente.

(a) ENTRADA EM CONDUÇÃO DO TIRISTOR

No semi-ciclo positivo de v_i S4 (tiristor) passa a estar polarizado. Quando este recebe, em t_0 , ordem de condução, a corrente começa a diminuir em S3, até S4 assumir completamente a corrente de carga.

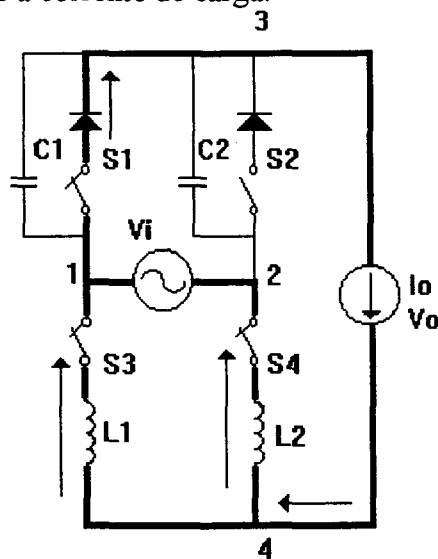


Fig. 2.31 - Corrente no conversor no intervalo de tempo de comutação para condução.

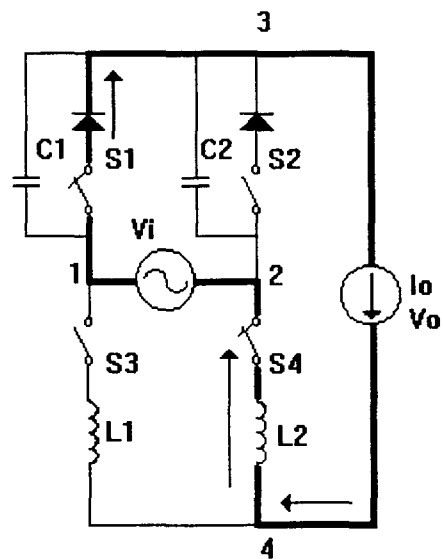


Fig. 2.32 - Corrente no conversor após a comutação.

Observa-se então que as duas chaves S3 e S4 conduzem simultaneamente, como mostra a figura 2.31. Assim, o intervalo de tempo em que a corrente através do indutor L1 diminui até se extinguir é o TEMPO DE COMUTAÇÃO PARA CONDUÇÃO (t_{cc}). Portanto, após $t_o + t_{cc}$, a corrente de carga percorre o circuito através de S1 e S4.

No intervalo em que a corrente de carga circula através de S1 e S4, V_{c2} passa a assumir o valor de v_i . O circuito passa a ser apresentado como na figura 2.32.

(b) EXTINÇÃO DA CORRENTE NA CHAVE ZVS

Seja o instante t_1 , figura 2.24, onde S1 (chave ZVS) é comandada a bloquear. Desta forma, imediatamente após t_1 , a corrente circula pelo circuito como mostrado na figura 2.33. A tensão em S1 não cresce instantaneamente, devido ao capacitor C1. Este carrega-se, conduzindo a corrente de carga através de S4. A tensão de carga se anula à medida que v_{c1} se carrega e v_{c2} torna-se nula. Assim, este intervalo de tempo em que a tensão da carga se reduz (ou o capacitor C1 se carrega e o capacitor C2 se descarrega) é o TEMPO DE COMUTAÇÃO PARA BLOQUEIO (t_{cb}). A medida em que C1 se carrega, a tensão no capacitor C2 passa de $v_{c2} = v_i$ para $v_i - v_{c1}$. Assim após um intervalo de tempo t_{cb} , quando v_{c2} se torna nula, a chave ZVS, S2, passa a conduzir espontaneamente. Neste momento, v_o (tensão de saída) torna-se nula, e se encerra o intervalo de comutação para bloqueio (instante $t_1 + t_{cb}$).

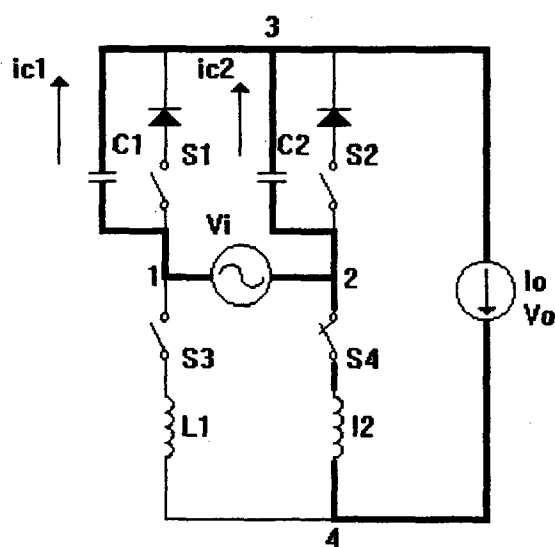


Fig. 2.33 - Corrente durante o tempo de comutação para bloqueio.

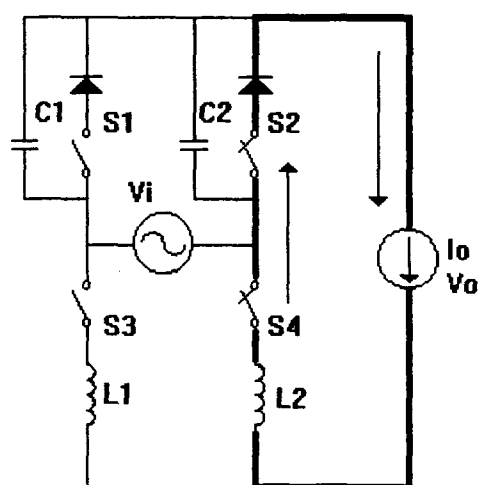


Fig. 2.34 - Corrente através de S2 e S4.

A partir do instante em que $v_o = 0$ ($t_1 + t_{cb}$), a corrente de carga fica circulando por S2 e L2, já que a corrente de carga não se extingue e S4 permanece conduzindo, conforme mostra a figura 2.34. A configuração do circuito permanece desta forma, até que o tiristor S3 seja

comandada a conduzir. Isto só é possível, entretanto, quando v_i assume o semi-ciclo negativo, polarizando S3 positivamente.

2.3.3. - DESENVOLVIMENTO EM SÉRIE DE FOURIER DA CORRENTE DE ENTRADA

As equações da corrente de entrada do conversor são representadas na forma da Série de Fourier, pois as equações que determinam a performance dos conversores estão escritas, utilizando termos desta série. A seguir é mostrada a representação gráfica correspondente.

No desenvolvimento da série obtém-se:

$$A_0 = 0$$

$$A_n = 0 \quad (2.25)$$

$$B_n = \frac{2 \cdot I_m}{n \cdot \pi} \cdot [1 - (-1)^n] \cdot \cos(n \cdot \gamma) \quad (2.26)$$

$$I(\omega t) = \frac{1}{2} \cdot A_0 + \sum_{n=1}^{\infty} A_n \cdot \cos(n \cdot \omega t) + \sum_{n=1}^{\infty} B_n \cdot \sin(n \cdot \omega t) \quad (2.27)$$

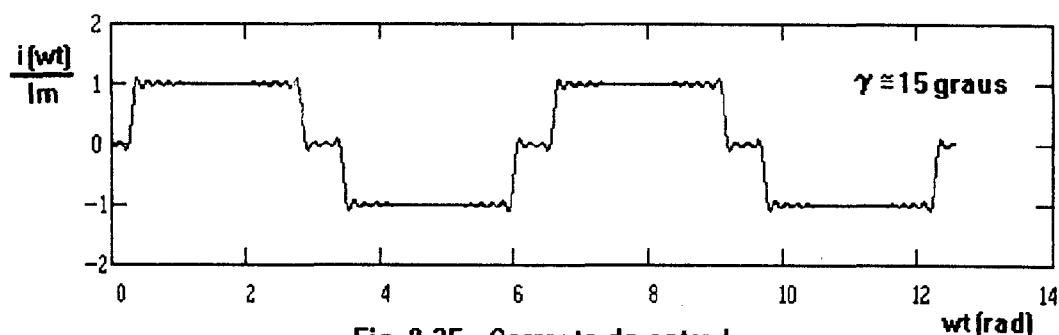


Fig. 2.35 - Corrente de entrada.

A figura 2.35 apresenta a forma gráfica da equação 2.27, representando a corrente de entrada do retificador fazendo n até 40.

2.3.4 - DESENVOLVIMENTO EM SÉRIE HARMÔNICA DE TENSÃO DE SAÍDA

Os termos da Série Harmônica da Tensão de Saída são necessários para o desenvolvimento das equações que determinam a performance dos conversores. Estes termos são aplicados na forma final da série, para obter-se a figura correspondente, onde se pretende confirmar os resultados.

Sabendo que $\delta = \pi - \gamma$ pode-se obter:

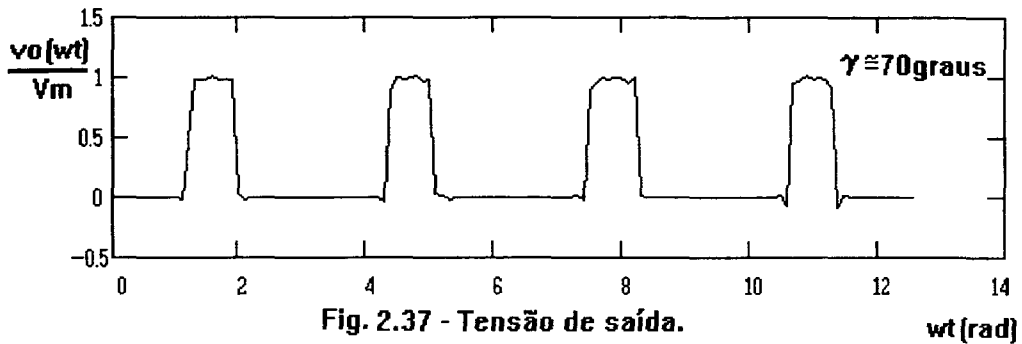
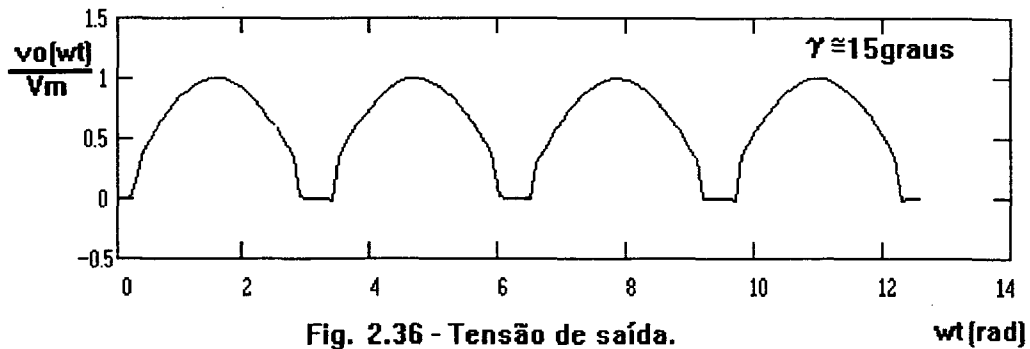
$$A_1 = 0 \quad \text{e} \quad B_1 = 0$$

$$A_0 = \frac{4 \cdot V_m}{\pi} \cdot \cos(\gamma) \quad (2.28)$$

$$A_n = \frac{V_m}{\pi} \cdot [1 - (-1)^{n+1}] \cdot \frac{-\cos(\delta) \cdot \cos(n \cdot \delta) + \cos(\gamma) \cdot \cos(n \cdot \gamma)}{1 - n^2} - \frac{n \cdot \sin(\delta) \cdot \sin(n \cdot \delta) + n \cdot \sin(\gamma) \cdot \sin(n \cdot \gamma)}{1 - n^2} \quad (2.29)$$

$$B_n = \frac{V_m}{\pi} \cdot [1 - (-1)^{n+1}] \cdot \frac{-\sin(n \cdot \delta) \cdot \cos(\delta) + \sin(n \cdot \gamma) \cdot \cos(\gamma)}{1 - n^2} + \frac{n \cdot \sin(\delta) \cdot \cos(n \cdot \delta) - \sin(\gamma) \cdot \cos(n \cdot \gamma)}{1 - n^2} \quad (2.30)$$

$$v(wt) = \frac{1}{2} \cdot A_0 + \sum_{n=1}^{\infty} A_n \cdot \cos(n \cdot wt) + \sum_{n=1}^{\infty} B_n \cdot \sin(n \cdot wt) \quad (2.31)$$



As figuras 2.36 e 2.37 representam a forma da tensão de saída fazendo n até 40 obtidas da equação 2.31.

2.3.5. - CARACTERÍSTICAS DE ENTRADA

(a) DETERMINAÇÃO DO ÂNGULO DE DESLOCAMENTO DE ENTRADA E DO FATOR DE DESLOCAMENTO

Determinando a equação 2.25 e 2.26 para $n=1$ e substituindo o resultado na equação 1.11 obtém-se:

$$I_1 = \frac{4 \cdot I_m}{\pi} \cdot \cos(\gamma) \quad (2.32)$$

Pelas características do conversor tem-se: $I_m = I_o$

onde a corrente média de saída é: $I_o = \frac{P_o}{V_o(med)}$

e das equações 2.28 e 1.8 obtém-se a tensão média de saída:

$$V_o(med) = \frac{2 \cdot V_m}{\pi} \cdot \cos(\gamma) \quad (2.33)$$

Substituindo-se adequadamente as equações acima pode-se obter:

$$I_m = \frac{\pi \cdot P_o}{2 \cdot V_m \cdot \cos(\gamma)} \quad (2.34)$$

Substituindo o segundo membro da equações 2.34 na equação 2.32 tem-se:

$$I_1 = \frac{4 \cdot I_m}{\pi} \cdot \cos(\gamma) = \frac{4 \cdot \frac{\pi \cdot P_o}{2 \cdot V_m \cdot \cos(\gamma)}}{\pi} \cdot \cos(\gamma) = \frac{2 \cdot P_o}{V_m} \quad (2.35)$$

Substituindo o último membro da equação 2.35 na equação 1.12 tem-se:

$$P_i = \frac{V_m \cdot \frac{2 \cdot P_o}{V_m}}{2} \cdot \cos(\phi_i) = P_o \cdot \cos(\phi_i)$$

Considerando o conversor sem perdas, conclui-se que:

$$\begin{aligned} \cos(\phi) = 1 & \Rightarrow \text{fator de deslocamento unitário} \\ \phi = 0 & \Rightarrow \text{ângulo de deslocamento nulo} \end{aligned}$$

(b) DETERMINAÇÃO DO FATOR DE POTÊNCIA

Substituindo o segundo membro da equação 1.5 na equação 1.1 após simplificações pode-se obter:

$$\lambda = \frac{I_1}{\sqrt{I_1^2 + \sum_{n=2}^{\infty} I_n^2}}$$

Substituindo os termos da Série de Fourier da corrente de entrada, mostradas nas equações 2.25 e 2.26 na equação acima, pode-se obter:

$$\lambda = \frac{2 \cdot \cos(\gamma)}{\sqrt{4 \cdot \cos^2(\gamma) + \sum_{n=2}^{\infty} \left\{ \frac{1}{n} \cdot [1 - (-1)^n] \cdot \cos(n \cdot \gamma) \right\}^2}} \quad (2.36)$$

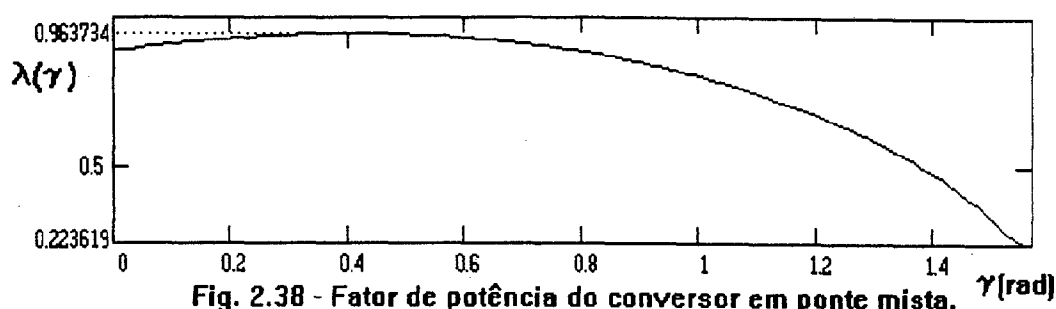


Fig. 2.38 - Fator de potência do conversor em ponte mista. $\gamma(\text{rad})$

A figura 2.38 representa a equação 2.36 que determina o fator de potência em relação a γ , fazendo n variar até 40.

(c) DETERMINAÇÃO DA TAXA DE DISTORÇÃO HARMÔNICA - TDH

Substituindo os termos da Série de Fourier da corrente de entrada na equação 1.3 tem-se o fator de distorção, cuja representação gráfica é mostrada na figura 2.39, fazendo n variar até 40.

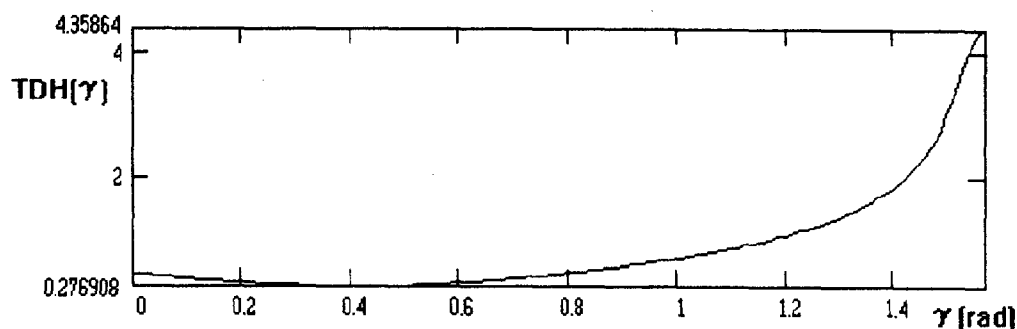


Fig. 2.39 - Taxa de Distorção Harmônica do conversor. $\gamma(\text{rad})$

2.3.6 - CARACTERÍSTICAS DE SAÍDA

(a) DETERMINAÇÃO DA TENSÃO MÉDIA DE SAÍDA

A figura 2.40 apresenta o gráfico da variação da tensão média da saída em relação ao ângulo γ , conforme mostra a equação 2.33.

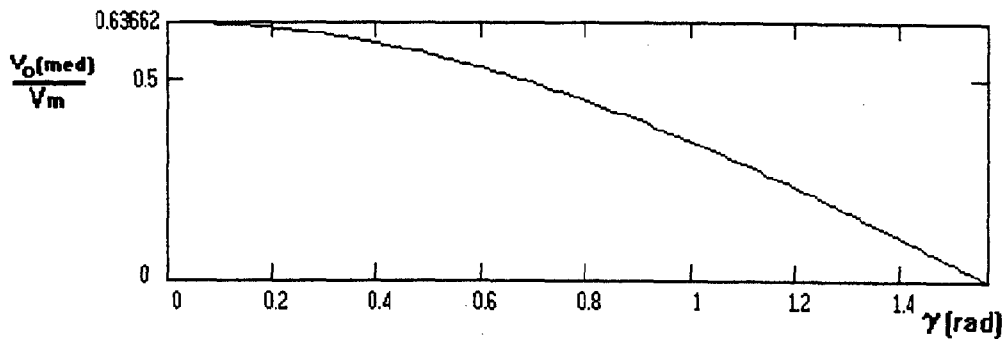


Fig. 2.40 - Tensão média de saída.

(b) DETERMINAÇÃO DAS HARMÔNICAS DA TENSÃO DE SAÍDA

A amplitude da harmônica de ordem n em valor eficaz é apresentada na equação transcrita abaixo:

$$Vn(efc) = \sqrt{\frac{1}{2} \cdot (An^2 + Bn^2)}$$

No desenvolvimento das séries harmônicas da tensão de saída, determina-se os termos An e Bn através das equações 2.29 e 2.30, respectivamente. Após substituição destes na equação acima, obtém-se os gráficos apresentados nas figuras 2.41 e 2.42.

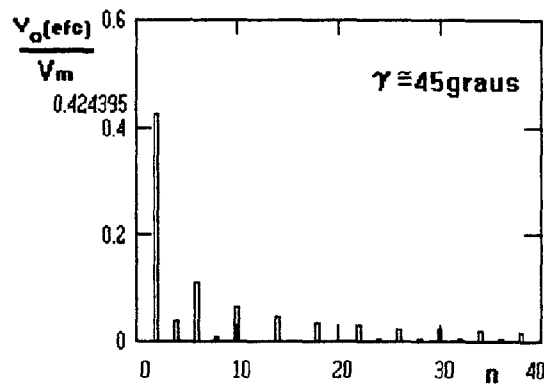


Fig. 2.41 - Amplitude dos harmônicos das tensões de saída.

A figura 2.41 apresenta a amplitude dos harmônicos para o ângulo de 45 graus. Observa-se que só existem harmônicos de ordem par.

A figura 2.42 apresenta a variação das amplitudes dos harmônicos de ordem 2, 4, 6, 8 e 10 respectivamente, em relação à variação do ângulo γ .

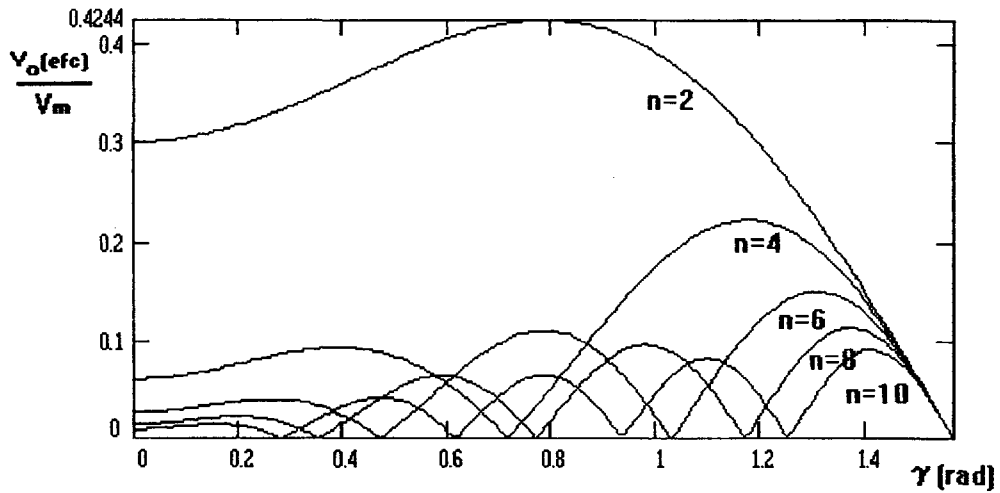


Fig. 2.42 - Variação das harmônicas da tensão de saída.

2.3.7. - ESFORÇOS NOS COMPONENTES

(a) CORRENTE ATRAVÉS DO TIRISTOR

$$A_0 = I_m \quad (2.37)$$

$$A_n = \frac{-I_m}{n \cdot \pi} \cdot [1 - (-1)^n] \cdot \sin(n \cdot \alpha) \quad (2.38)$$

$$B_n = \frac{I_m}{n \cdot \pi} \cdot [1 - (-1)^n] \cdot \cos(n \cdot \alpha) \quad (2.39)$$

$$i(wt) = \frac{1}{2} \cdot A_0 + \sum_{n=1}^{\infty} (A_n^2 + B_n^2) + \sum_{n=1}^{\infty} B_n \cdot \sin(n \cdot wt) \quad (2.40)$$

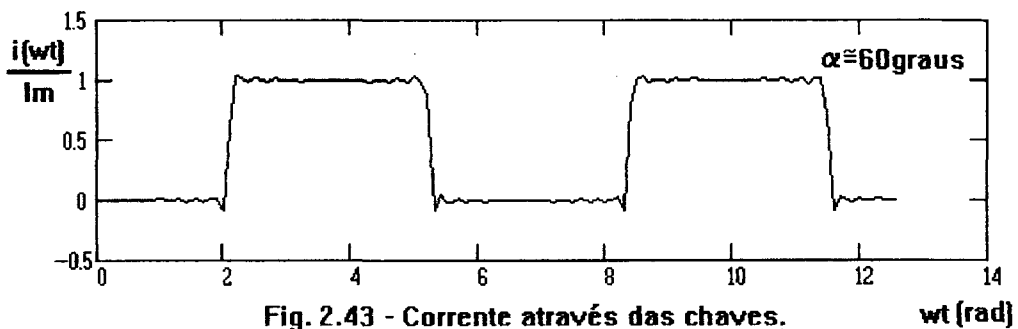


Fig. 2.43 - Corrente através das chaves.

A figura 2.43 apresenta a corrente através das chaves determinada pela equação 2.40, fazendo n variar até 40.

Como os valores médio, eficazes e de pico da corrente através do tiristor são os mesmos da corrente através das chaves ZVS não é necessário determinar os termos da Série de Fourier para a corrente nas chaves ZVS.

Substituindo-se os termos da Série de Fourier para a corrente através das chaves nas equações 1.8, 1.9 e 1.10, fazendo n variar até 40, obtém-se:

$$I(\text{med}) = 0,5 \cdot I_m$$

$$I(\text{efc}) = 0,707 \cdot I_m$$

$$I_p = 0,997 \cdot I_m$$

(b) TENSÃO NOS TERMINAIS DA CHAVE ZVS

Por inspeção do circuito pode se observar o valor da tensão reversa nos terminais das chaves a seguir apresentado.

$$V_{rrm} = V_m$$

2.3.8 - METODOLOGIA DE PROJETO PARA RETIFICADOR MONOFÁSICO EM PONTE USANDO TIRISTOR E CHAVE ZVS

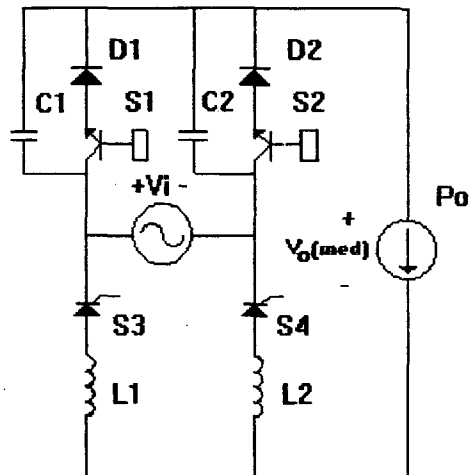


Fig. 2.44 - Ponte monofásica usando tiristor e chave ZVS.

Seja a figura 2.44 apresentando um retificador monofásico em ponte usando tiristor e chave ZVS. Sejam os dados para a elaboração de projeto P_o , $V_o(\text{med})$ e V_i apresentados nesta figura, onde:

$V_o(\text{med})$ - tensão média de saída

P_o - potência requerida (saída)

V_i - tensão de alimentação (entrada)

Sendo:

$$V_i(\text{efc}) = \frac{V_m}{\sqrt{2}}$$

É estabelecido o roteiro de projeto abaixo relacionado:

PRIMEIRO PASSO: Determinação do ângulo de disparo

Parametrizando a equação 2.33 em relação a tensão eficaz de entrada tem-se :

$$\frac{V_o(med)}{V_i(efc)} = \frac{2 \cdot \sqrt{2}}{\pi} \cdot \cos(\gamma) \quad (2.41)$$

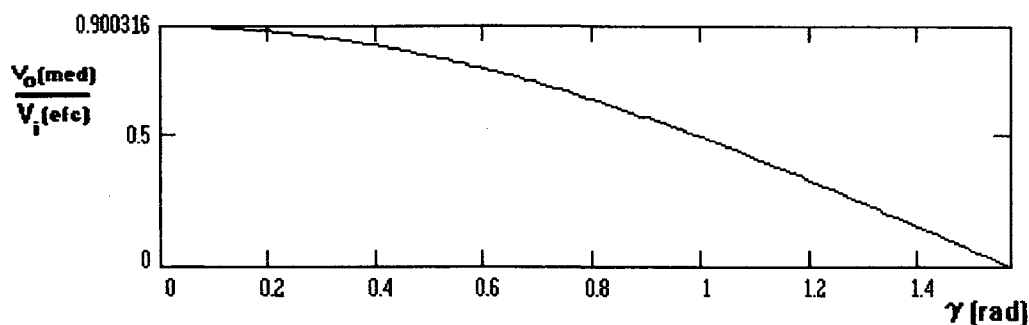


Fig. 2.45 - Determinação da tensão média.

A figura 2.45 representa a equação através da qual é possível determinar o ângulo de operação.

Deve-se ainda estabelecer uma variação admissível na tensão de entrada. Tem-se assim γ mínimo e γ máximo .

SEGUNDO PASSO: Determinação da corrente média de carga

Sabendo-se que $I_o = I_m$ e que $I_o = \frac{P_o}{V_o(med)}$, substituindo-se o segundo membro da

equação 2.33 obtém-se:

$$I_o = \frac{P_o}{\frac{2 \cdot V_m}{\pi} \cdot \cos(\gamma)} \quad (2.42)$$

Parametrizando:

$$\frac{2 \cdot \sqrt{2} \cdot V_i(efc) \cdot I_o}{P_o \cdot \pi} = \frac{1}{\cos(\gamma)} \quad \frac{P_o}{V_i(efc) \cdot I_o} = \frac{2 \cdot \sqrt{2}}{\pi} \cdot \cos(\gamma) \quad (2.43)$$

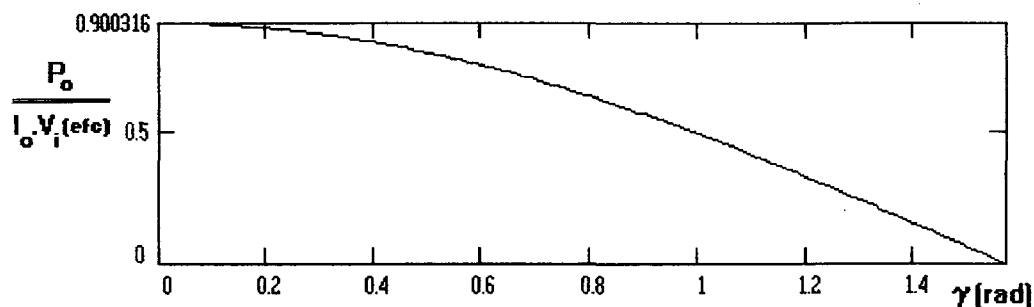


Fig. 2.46 - Determinação da corrente de saída I_o .

A figura 2.46 determina a corrente de carga parametrizada.

TERCEIRO PASSO: Determinação da corrente de entrada

Substituindo os termos apresentados na Série Harmônica da corrente de entrada, na equação 1.9, determina-se a corrente eficaz de entrada do conversor, conforme equação 2.44.

$$I(efc) = \sqrt{\frac{1}{2} \cdot \sum_{n=1}^{\infty} \left\{ \frac{2 \cdot \text{Im}}{n \cdot \pi} \cdot [1 - (-1)^n] \cdot \cos(\gamma) \right\}^2} \quad (2.44)$$

Simplificando a equação 2.44 e parametrizando em relação à corrente de carga, tem-se a equação 2.45.

$$\frac{I(efc)}{I_o} = \frac{\sqrt{2}}{\pi} \cdot \sqrt{\sum_{n=1}^{\infty} \frac{1}{n^2} \cdot [1 - (-1)^n]^2 \cdot \cos(\gamma)^2} \quad (2.45)$$

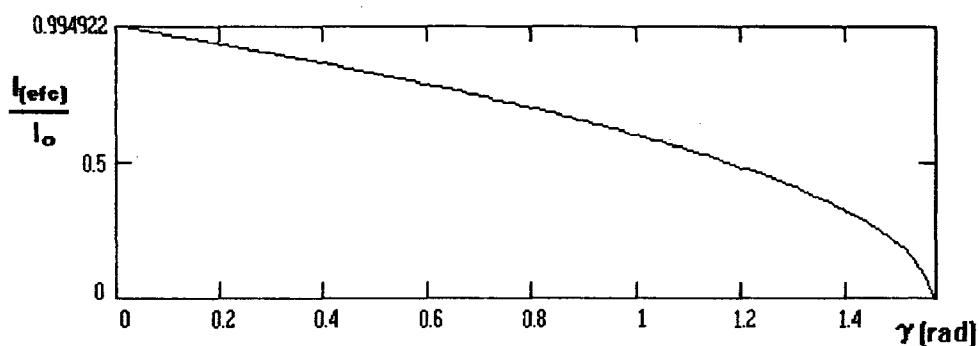


Fig. 2.47 - Determinação da corrente eficaz de entrada.

A figura 2.47 representa a corrente eficaz de entrada parametrizada em relação a corrente de carga, fazendo n variar até 40 na equação 2.45.

QUARTO PASSO: Determinação do fator de Potência

Pode-se determinar o fator de potência, para qualquer ângulo de operação, a partir do gráfico mostrado na figura 2.48, obtido da equação 2.36, fazendo n variar até 40.

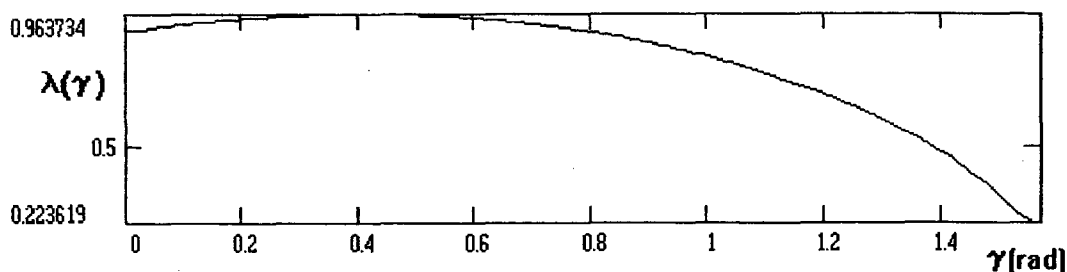


Fig. 2.48 - Fator de potência do conversor em ponte mista.

QUINTO PASSO: Dimensionamento dos componentes

A corrente média, eficaz e de pico nas chaves foram definidas no item 2.3.7(a), da mesma forma a tensão reversa nas chaves foi definida no item 2.3.7(b), cujo resultados são reescritos abaixo.

$$V_{rrm} = 1,414 \cdot V_i(efc)$$

$$I(med) = 0,05 \cdot I_m$$

$$I(efc) = 0,705 \cdot I_m$$

$$I_p = 0,997 \cdot I_m$$

2.4 - CONCLUSÃO

Este capítulo apresentou o estudo teórico dos retificadores monofásicos de onda completa usando chave ZVS e tiristor. Este estudo teórico compreendeu simulações e o desenvolvimento matemático das Séries de Fourier cujos termos foram usados para determinar a performance e a metodologia de projeto dos mesmos, tendo em vista a implementação. Pode-se observar que as formas de onda obtidas das equações matemáticas da tensão de saída e corrente de entrada correspondem com as obtidas por simulação.

CAPITULO 03 - CONVERSORES TRIFÁSICOS EM DOIS QUADRANTES USANDO CHAVE ZVS

3.1 - INTRODUÇÃO

Neste capítulo são descritos conversores trifásicos com chave ZVS que operam em dois quadrantes. Os conversores a serem analisados são:

- Retificador trifásico de meia onda usando chave ZVS
- Retificador trifásico de onda completa em ponte usando chave ZVS
- Retificador trifásico de onda completa usando tiristor e chave ZVS

Para cada um dos circuitos acima, procurou-se desenvolver a seguinte sequência de estudo teórico:

- Estrutura e sequência de funcionamento
- Obtenção das curvas da corrente de entrada e tensão de saída por simulação
- Estudo da comutação
- Desenvolvimento em série harmônica da tensão de saída
- Desenvolvimento em série harmônica da corrente de entrada
- Características externas de entrada
- Características externas de saída
- Esforços nos componentes
- Exemplo de projeto.

Para todos os conversores, é utilizada uma fonte de corrente como carga. É enfatizado o uso das Séries de Fourier pois, seus termos são necessários para a determinação da performance do conversor. Para ilustrar os resultados obtidos no desenvolvimento em Séries de Fourier, é apresentado o resultado gráfico das mesmas.

3.2 - RETIFICADOR TRIFÁSICO DE MEIA ONDA USANDO CHAVE ZVS

3.2.1 - ESTRUTURA E SEQUÊNCIA DE FUNCIONAMENTO

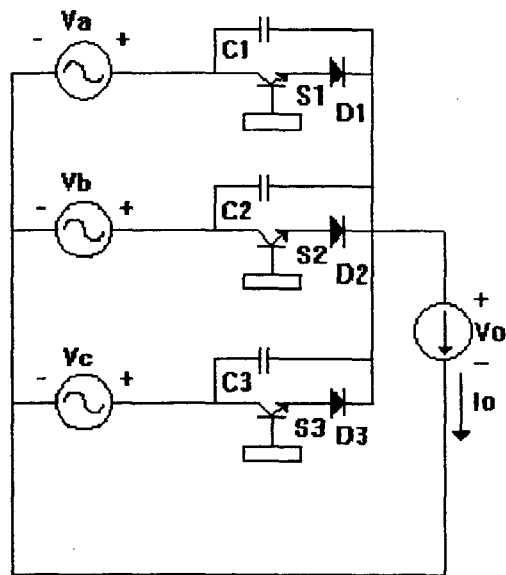


Fig. 3.1 - Retificador trifásico usando chave ZVS.

Onde:

$$V_a = V_{mf} \cdot \text{sen}(wt)$$
$$V_b = V_{mf} \cdot \text{sen}\left(wt - \frac{2 \cdot \pi}{3}\right)$$
$$V_c = V_{mf} \cdot \text{sen}\left(wt + \frac{2 \cdot \pi}{3}\right)$$

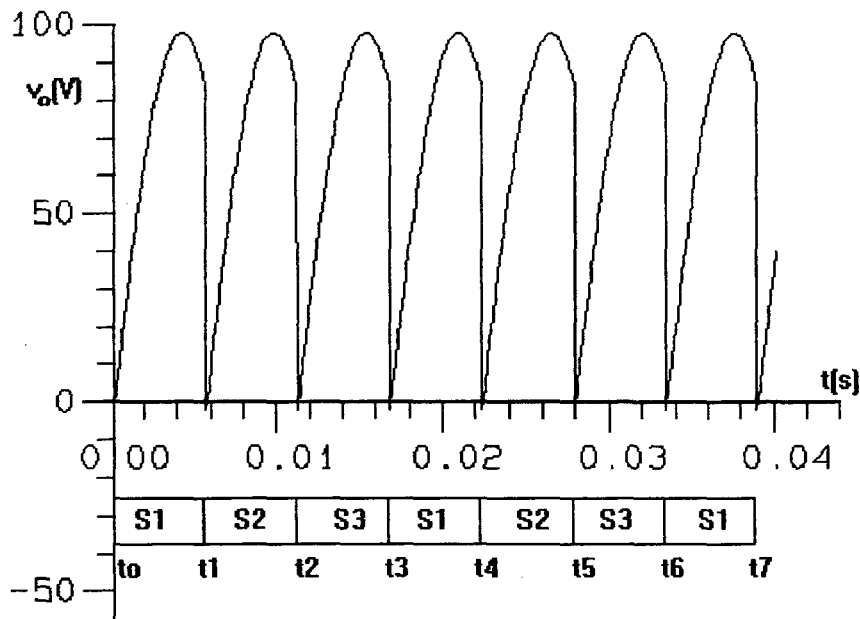


Fig. 3.2 - Tensão de saída.

A estrutura do retificador está mostrada na figura 3.1. Observa-se a carga idealizada como fonte de corrente. A sequência de funcionamento é constituída de três etapas, que são definidas em intervalos da tensão de saída, mostrada na figura 3.2. As formas de onda das correntes e tensões nos braços do retificador foram obtidas por simulação digital e são mostradas nas figuras 3.7(a), (b), (c), (d), (e) e (f). Na simulação adotou-se $V_m=100$ Volts, $C1=C2=C3=90\text{nF}$ e $I_o=10$ Amp.

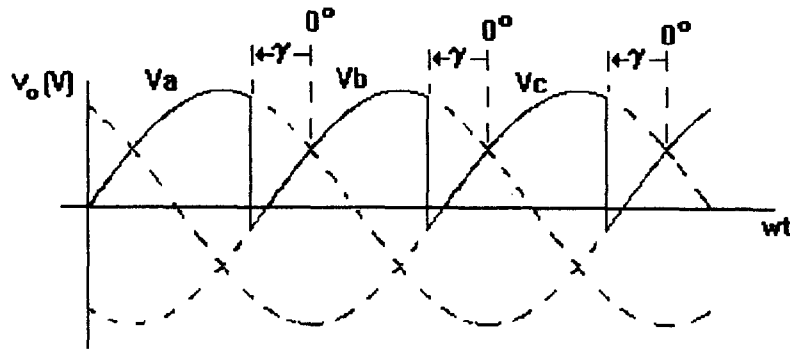


Fig. 3.3 - Ângulo de bloqueio da chave ZVS.

Observa-se que S1 é a chave que bloqueia a fonte de tensão V_a , S2 bloqueia V_b e S3 bloqueia V_c , cujos ângulos de bloqueio (γ), a partir do qual cada chave está habilitada a bloquear, são mostrados na figura 3.3.

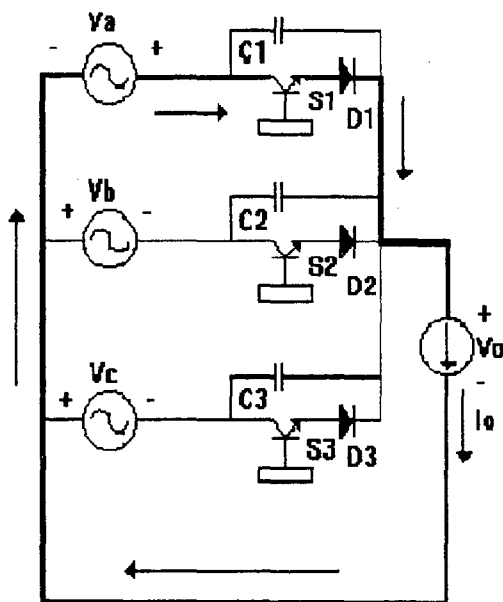


Fig. 3.4 - Corrente na chave S1.

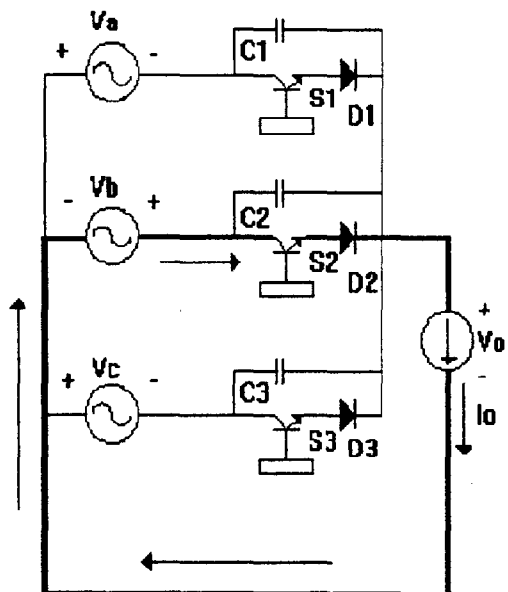


Fig. 3.5 - Corrente na chave S2.

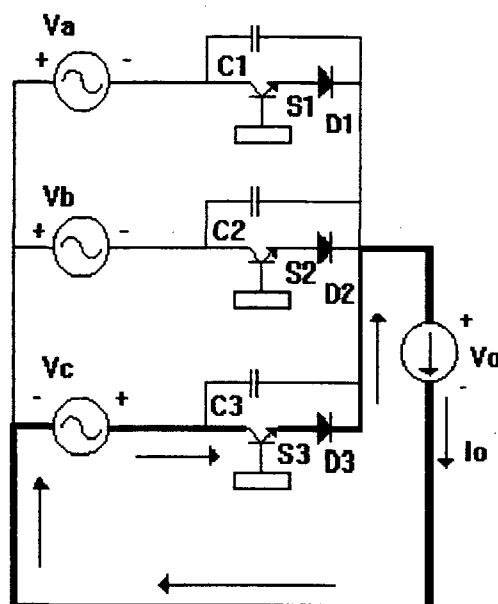


Fig. 3.6 - Corrente na chave S3.

Na primeira etapa, mostrada na figura 3.4, tem-se a chave S1 conduzindo. Em t_1 , S1 é comandada a bloquear. Quando isto ocorre, S2 assume a corrente de carga e fica estabelecida a segunda etapa com o circuito mostrado na figura 3.5. Em t_2 , a chave S2 é comandada a bloquear e neste instante S2 abre e a chave S3 fecha, assumindo a corrente de carga e estabelecendo a terceira e última etapa de funcionamento com um novo circuito para a corrente, conforme mostra a figura 3.6. Em t_3 , S3 recebe ordem de bloquear; e, quando deixa de conduzir, a corrente se estabelece através de S1, reiniciando a primeira etapa e completando a sequência de funcionamento.

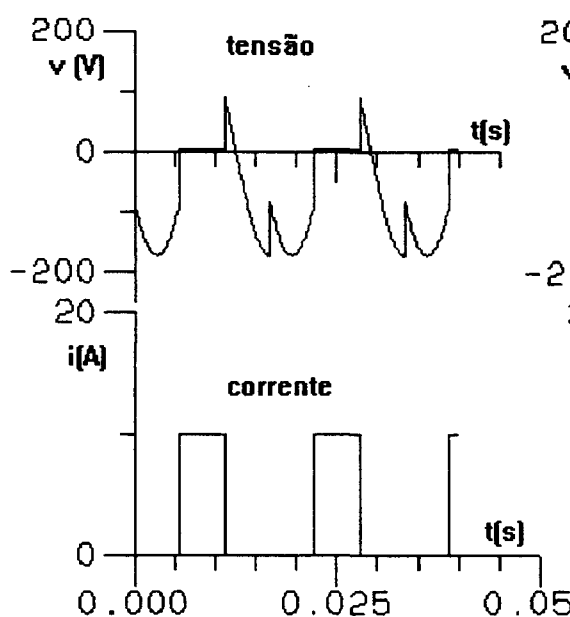


Fig. 3.7(a) - Tensão e corrente na chave S1.

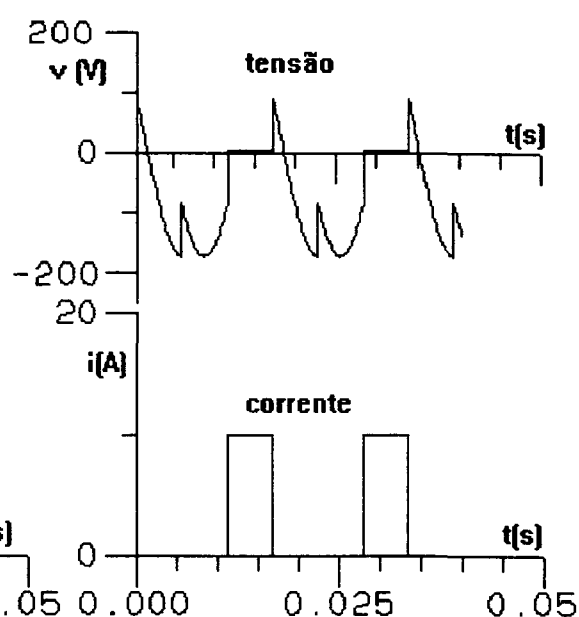


Fig. 3.7(b) - Tensão e corrente na chave S2.

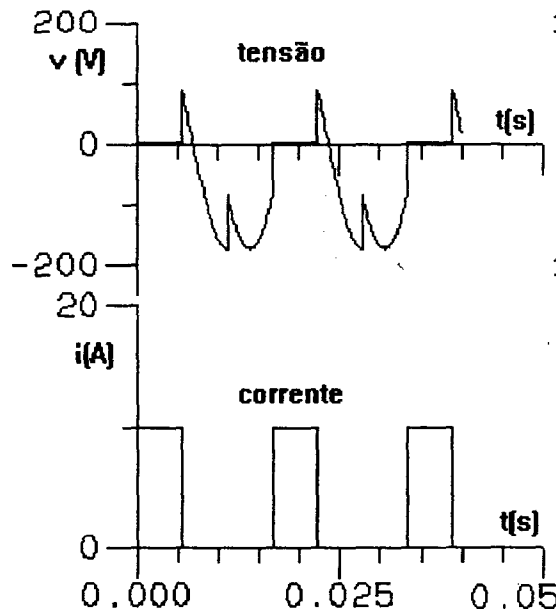


Fig.3.7(c) - Tensão e corrente na chave S3.

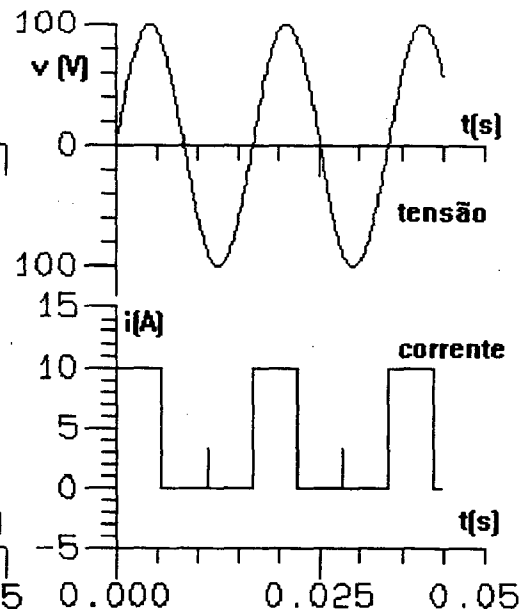


Fig.3.7(d) - Tensão e corrente na fase C.

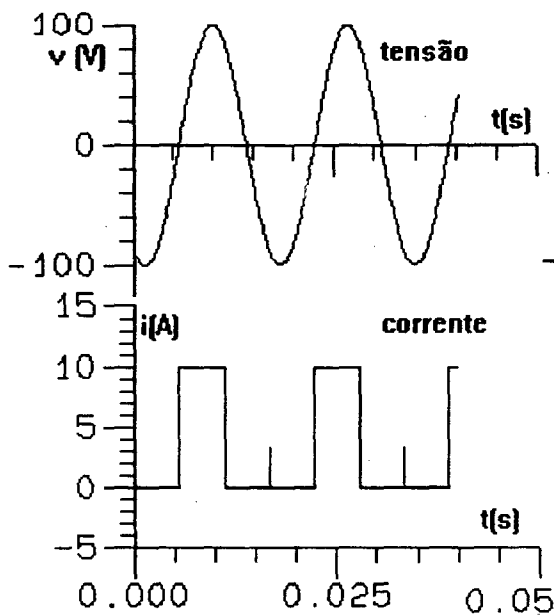


Fig.3.7(e) - Tensão e corrente na fase A.

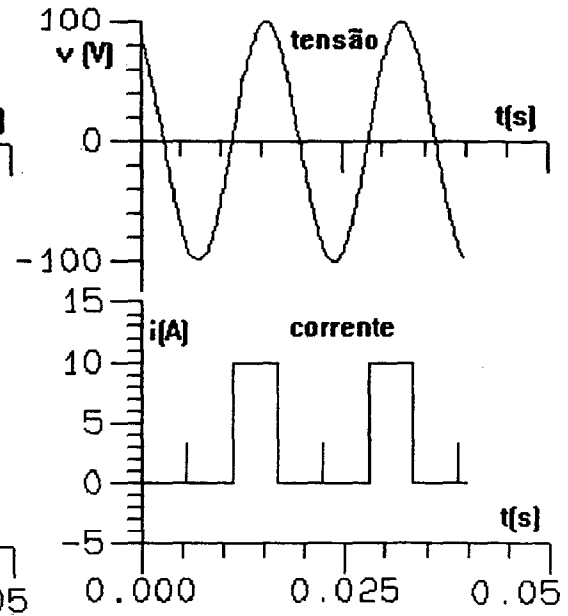


Fig.3.7(f) - Tensão e corrente na fase B.

3.2.2 - ESTUDO DA COMUTAÇÃO

ESTUDO QUALITATIVO DA COMUTAÇÃO

Sejam os instantes de comutação t_1 , t_2 e t_3 apresentados na figura 3.8, onde t_1 é o instante em que S1 é comandada a bloquear, t_2 é o instante em que S2 é comandada a bloquear e t_3 o instante em que S3 é comandada a bloquear.

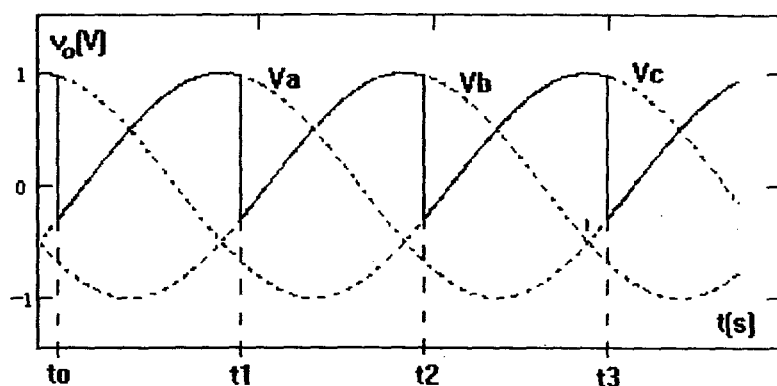


Fig. 3.8 - Instantes de comutação do retificador trifásico usando chaves ZVS.

A passagem da corrente de carga de uma chave para outra não é instantânea. Para verificar esta dinâmica, deve-se reavaliar as etapas de funcionamento do conversor, enfocando o instante em que as chaves comutam.

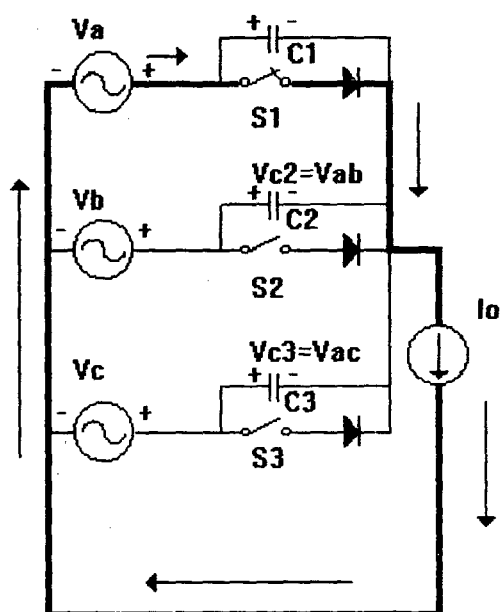


Fig. 3.9 - Corrente através da chave S1.

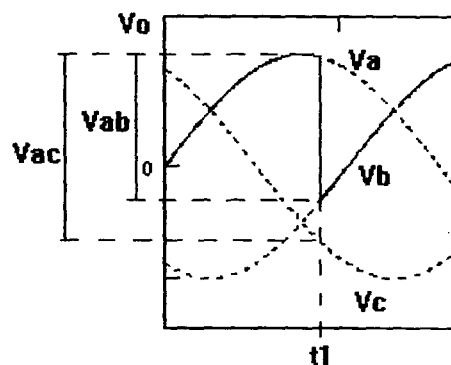


Fig. 3.10 - Instante de comutação t_1 .

A primeira etapa de funcionamento é mostrada da figura 3.9. Inicia no instante t_0 e permanece até o instante t_1 da figura 3.2. A chave ZVS S1 está conduzindo neste intervalo. Em t_1 , S1 é comandada a bloquear; neste instante tem-se:

$$V_{c2} = V_a - V_b = V_{ab} \text{ e}$$

$$V_{c3} = V_a - V_c = V_{ac}$$

Como pode-se observar na figura 3.10, $V_{c2} < V_{c3}$, o capacitor C2 descarrega mais rapidamente e, quando a tensão em seus terminais se anula, a chave S2 (chave ZVS) conduz naturalmente. Neste instante, em que S2 conduz, inicia-se a segunda etapa. Observa-se que, por um breve intervalo de tempo, entre o instante em que S1 é comandada a bloquear e o instante onde S2 conduz, todas as chaves estão abertas.

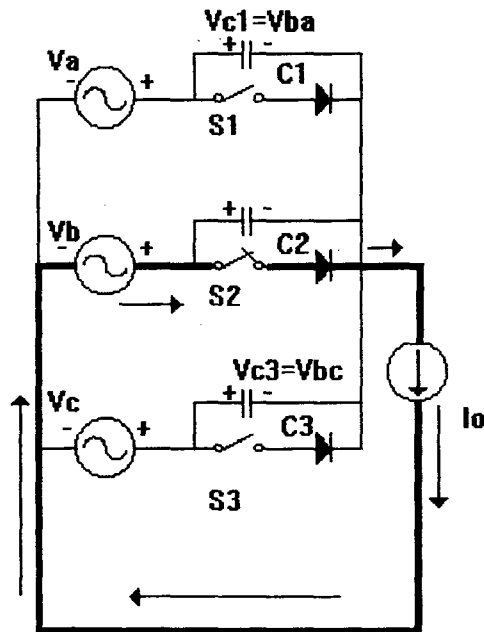


Fig. 3.11 - Corrente através de S2.

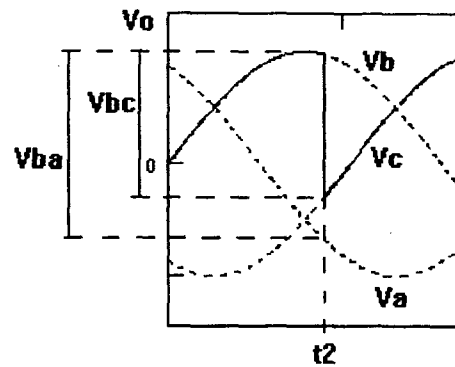


Fig. 3.12 - Instante de comutação t_2 .

A segunda etapa tem início em t_1 e permanece até o instante t_2 , enquanto S2 está conduzindo, é mostrada na figura 3.11.

Em t_2 , S2 é comandada a bloquear. Neste instante tem-se:

$$V_{c1} = V_b - V_a = V_{ba}$$

$$V_{c3} = V_b - V_c = V_{bc}$$

Como pode-se observar na figura 3.12, em t_2 $V_{c3} < V_{c1}$, o capacitor C3 descarrega mais rapidamente e, quando a tensão em seus terminais se anula, a chave S3 conduz naturalmente. Neste instante, em que S3 começa a conduzir, se inicia a terceira e última etapa. Observa-se que, por um breve intervalo de tempo, entre o instante em que S2 é comandada a bloquear e o instante onde S3 conduz, todas as chaves estão abertas.

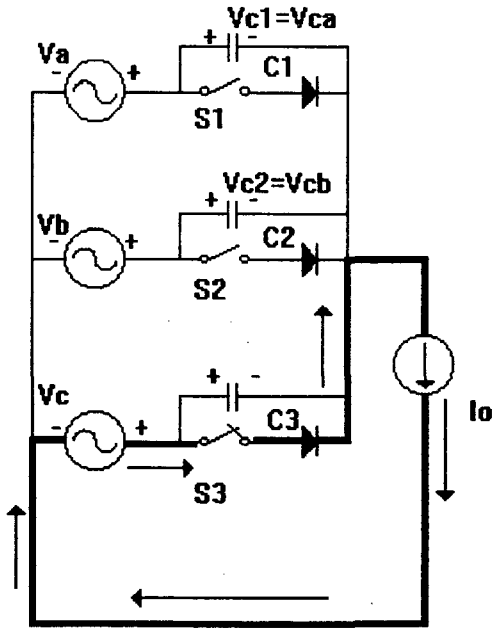


Fig. 3.13 - Corrente através de S3.

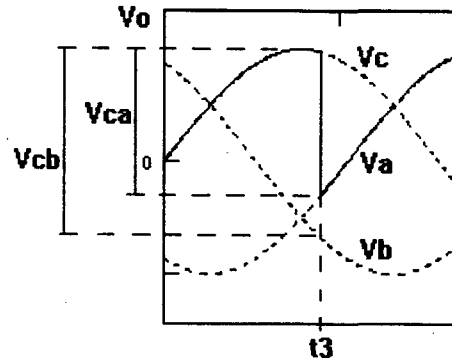


Fig. 3.14 - Instante de comutação t3.

A terceira etapa, que tem início em t2, se estabelece durante o intervalo em que a chave S3 estiver conduzindo. A figura 3.13 mostra o circuito durante esta etapa.

Em t3, entretanto, S3 é comandada a bloquear. Neste instante tem-se:

$$V_{c1} = V_c - V_a = V_{ca}$$

$$V_{c2} = V_c - V_b = V_{cb}$$

Como pode-se observar na figura 3.14, $V_{c1} < V_{c2}$, o capacitor C1 se descarrega mais rapidamente; assim, quando a tensão em seus terminais se anula, a chave ZVS S1 passa a conduzir a corrente de carga. No instante em que S1 assume a corrente de carga, reinicia-se a primeira etapa, concluindo assim a sequência de funcionamento do conversor. Observa-se que, por um breve intervalo de tempo, entre o instante em que S3 é comandada a bloquear e o instante onde S1 conduz, todas as chaves estão abertas.

3.2.3 - DESENVOLVIMENTO EM SÉRIE DE FOURIER DA CORRENTE DE ENTRADA

A obtenção da Série de Fourier para a corrente de entrada da fase A é apresentada abaixo. Os termos apresentados serão usados nas equações que determinam a performance do conversor.

Considerando-se que $\delta = \frac{2 \cdot \pi}{3} - \gamma$, pode-se obter:

$$A_o = \frac{2 \cdot I_m}{3} \quad (3.1)$$

$$A_n = \frac{\text{Im}}{n \cdot \pi} \cdot \left[\text{sen} \left[\left(\frac{13 \cdot \pi}{6} + \delta \right) \cdot n \right] - \text{sen} \left[\left(\frac{9 \cdot \pi}{6} + \delta \right) \cdot n \right] \right] \quad (3.2)$$

$$B_n = \frac{\text{Im}}{n \cdot \pi} \cdot \left[-\cos \left[\left(\frac{13 \cdot \pi}{6} + \delta \right) \cdot n \right] + \cos \left[\left(\frac{9 \cdot \pi}{6} + \delta \right) \cdot n \right] \right] \quad (3.3)$$

$$ia(wt) = \frac{1}{2} \cdot A_0 + \sum_{n=1}^{\infty} A_n \cdot \cos(n \cdot wt) + \sum_{n=1}^{\infty} B_n \cdot \text{sen}(n \cdot wt) \quad (3.4)$$

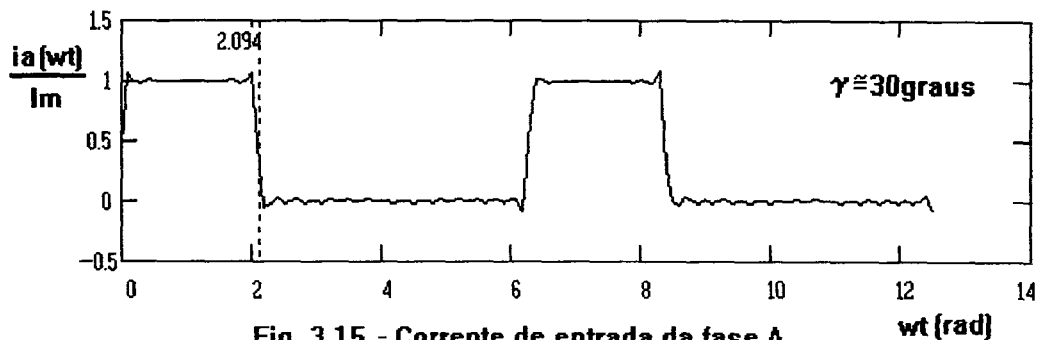


Fig. 3.15 - Corrente de entrada da fase A.

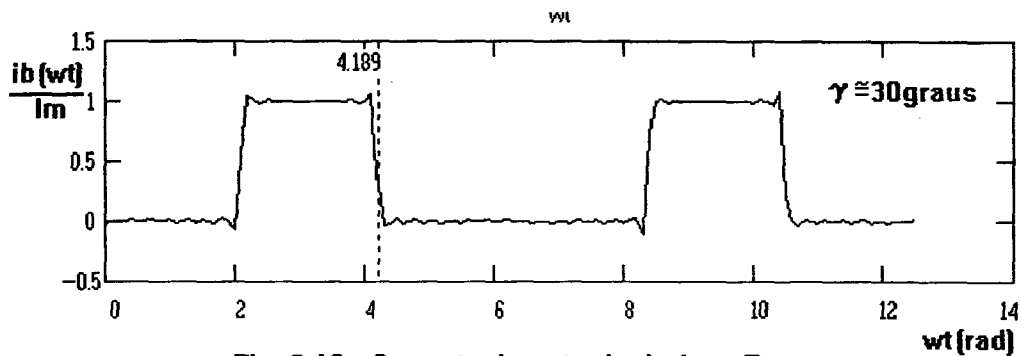


Fig. 3.16 - Corrente de entrada da fase B.

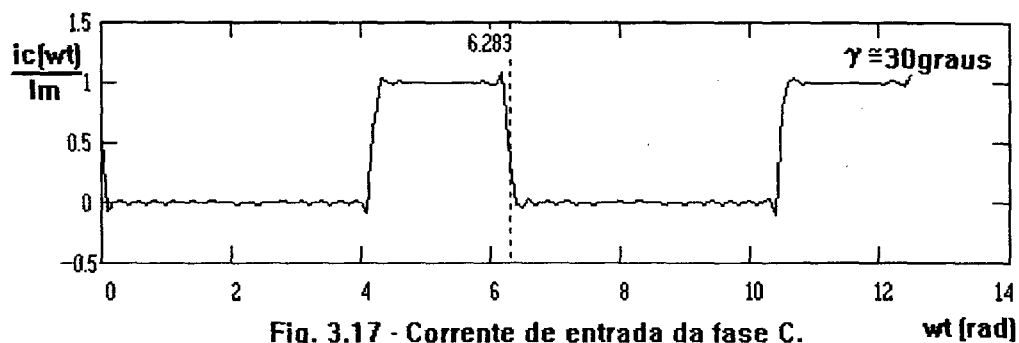


Fig. 3.17 - Corrente de entrada da fase C.

As figuras 3.15, 3.16 e 3.17 apresentam graficamente as formas da corrente de entrada nas três fases, desenvolvidas como na equação 3.4 fazendo n variar até 40.

3.2.4 - DESENVOLVIMENTO EM DE FOURIER DA TENSÃO DE SAÍDA

A tensão de saída está representada pelas equações desenvolvidas em Série de Fourier, abaixo descritas. Os termos destas equações serão utilizados em equações que determinarão a performance deste conversor. Para se comprovar que os termos são verdadeiros, a equação geral da série, que envolve todos os termos, é graficamente apresentada.

$$A_0 = \frac{3 \cdot \sqrt{3} \cdot V_{mf}}{\pi} \cdot \cos(\gamma) \quad (3.5)$$

$$A_1 = \frac{3 \cdot \sqrt{3} \cdot V_{mf}}{8 \cdot \pi} \cdot [\sin(4 \cdot \gamma) - 2 \cdot \sin(2 \cdot \gamma)] \quad (3.6)$$

$$B_1 = \frac{3 \cdot \sqrt{3} \cdot V_{mf}}{8 \cdot \pi} \cdot [\cos(4 \cdot \gamma) - 2 \cdot \cos(2 \cdot \gamma)] \quad (3.7)$$

$$A_n = \frac{3 \cdot V_{mf}}{2 \cdot \pi} \cdot \left\{ -\cos \left[(1+3 \cdot n) \cdot \left(17 \cdot \frac{\pi}{6} - \gamma \right) \right] + \cos \left[(1+3 \cdot n) \cdot \left(13 \cdot \frac{\pi}{6} - \gamma \right) \right] \right\} \cdot 1/(1+3 \cdot n) + \\ \left\{ -\cos \left[(1-3 \cdot n) \cdot \left(17 \cdot \frac{\pi}{6} - \gamma \right) \right] + \cos \left[(1-3 \cdot n) \cdot \left(13 \cdot \frac{\pi}{6} - \gamma \right) \right] \right\} \cdot 1/(1-3 \cdot n) \quad (3.8)$$

$$B_n = \frac{3 \cdot V_{mf}}{2 \cdot \pi} \cdot \left\{ -\sin \left[(1+3 \cdot n) \cdot \left(17 \cdot \frac{\pi}{6} - \gamma \right) \right] + \sin \left[(1+3 \cdot n) \cdot \left(13 \cdot \frac{\pi}{6} - \gamma \right) \right] \right\} \cdot 1/(1+3 \cdot n) \\ \left\{ \sin \left[(1-3 \cdot n) \cdot \left(17 \cdot \frac{\pi}{6} - \gamma \right) \right] - \sin \left[(1-3 \cdot n) \cdot \left(13 \cdot \frac{\pi}{6} - \gamma \right) \right] \right\} \cdot 1/(1-3 \cdot n) \quad (3.9)$$

$$v(\omega t) = \frac{1}{2} \cdot A_0 + A_1 \cdot \cos(3 \cdot \omega t) + \sum_{n=2}^{\infty} A_n \cdot \cos(3 \cdot n \cdot \omega t) \\ + B_1 \cdot \sin(3 \cdot \omega t) + \sum_{n=2}^{\infty} B_n \cdot \sin(3 \cdot n \cdot \omega t) \quad (3.10)$$

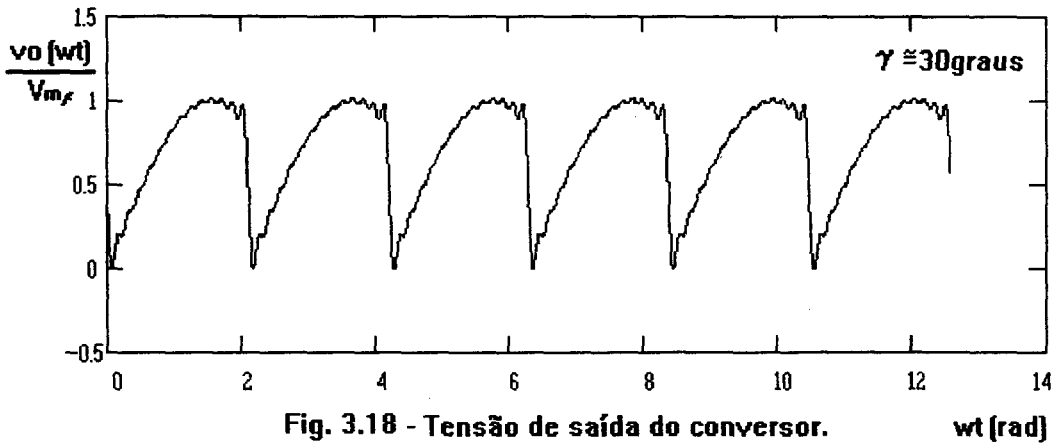


Fig. 3.18 - Tensão de saída do conversor.

A figura 3.18 apresenta o gráfico da equação 3.10 fazendo n variar até 40.

Durante o desenvolvimento da série verificou-se que, na substituição dos termos na equação 3.10, os termos não múltiplos de 3 tornavam-se nulos. Assim, para simplificar as equações, substituiu-se o termo n por $3 \cdot n$. Portanto, ao determinarem-se os termos para $n=1$,

na realidade estão se encontrando os termos A3 e B3, para n=2 encontra-se os termos A6 e B6, etc...

3.2.5 - CARACTERÍSTICAS DE ENTRADA

(a) DETERMINAÇÃO DO ÂNGULO DE DESLOCAMENTO E DO FATOR DE DESLOCAMENTO

Determinando as equações 3.2 e 3.3 para n=1 obtem-se respectivamente:

$$A1 = Id = \frac{Im}{\pi} \cdot [\text{sen}(13\pi/6 + \delta) - \text{sen}(9\pi/6 + \delta)]$$

$$B1 = Iq = \frac{Im}{\pi} \cdot [-\cos(13\pi/6 + \delta) + \cos(9\pi/6 + \delta)]$$

Como : $\delta = \frac{2 \cdot \pi}{3} - \gamma$ fica:

$$A1 = Id = \frac{Im}{\pi} \cdot [\text{sen}(17\pi/6 + \gamma) - \text{sen}(13\pi/6 + \gamma)]$$

$$B1 = Iq = \frac{Im}{\pi} \cdot [-\cos(17\pi/6 + \gamma) + \cos(13\pi/6 + \gamma)]$$

Desenvolvendo e simplificando tem-se:

$$Id = \frac{\sqrt{3} \cdot Im}{\pi} \cdot \text{sen}(\gamma) \quad \text{e} \quad Iq = \frac{\sqrt{3} \cdot Im}{\pi} \cdot \cos(\gamma)$$

Substituindo estes resultados na equação 1.11 tem-se:

$$I1 = \frac{\sqrt{3} \cdot Im}{\pi} \cdot \sqrt{\text{sen}(\gamma)^2 + \cos(\gamma)^2} \quad \text{ou ainda:} \quad I1 = \frac{\sqrt{3} \cdot Im}{\pi} \quad (3.11)$$

O conversor apresenta:

$$Im = Io$$

$$Io = \frac{Po}{Vo(med)}$$

$$\text{e} \quad Vo(med) = \frac{3 \cdot \sqrt{3} \cdot Vmf}{2 \cdot \pi} \cdot \cos(\gamma)$$

Destas equações resulta:

$$Im = \frac{2 \cdot \pi \cdot Po}{3 \cdot \sqrt{3} \cdot Vmf \cdot \cos(\gamma)}$$

Substituindo este último resultado na equação 3.11 tem-se:

$$I1 = \frac{\sqrt{3} \cdot \frac{2 \cdot \pi \cdot Po}{3 \cdot \sqrt{3} \cdot Vmf \cdot \cos(\gamma)}}{\pi}$$

onde, simplificando:

$$I1 = \frac{2 \cdot Po}{3 \cdot Vmf \cdot \cos(\gamma)} \quad (3.12)$$

Substituindo o segundo membro da equação 3.12 na equação 1.12 tem-se:

$$P_i = \frac{V_{mf} \cdot \frac{2 \cdot P_o}{3 \cdot V_{mf} \cdot \cos(\gamma)}}{2} \cdot \cos(\phi_i)$$

Simplificando chega-se a:

$$P_i = \frac{1}{3} \cdot \frac{P_o}{\cos(\gamma)} \cdot \cos(\phi_i) \quad (3.13)$$

Onde: P_i - potência de entrada fornecida por uma fase

P_o - potência total de saída

Como as três fases fornecem potência para a saída, se forem consideradas nulas as perdas no conversor, pode-se afirmar que:

$$P_i = \frac{1}{3} \cdot P_o \quad (3.14)$$

Assim, substituindo o segundo membro da equação 3.14 na 3.13 tem-se:

$$\cos(\phi_i) = \cos(\gamma) \quad (3.15)$$

(b) DETERMINAÇÃO DO FATOR DE POTÊNCIA

Substituindo o segundo membro da equação 1.5 na equação 1.1 e considerando o valor médio da corrente de entrada tem-se:

$$\lambda = \frac{I_1(efc)}{\sqrt{\left(\frac{1}{2} \cdot A_o\right)^2 + I_1(efc)^2 + \sum_{n=2}^{\infty} I_n(efc)^2}} \cdot \cos(\phi_i)$$

Substituindo o segundo membro das equações 3.1, 3.11 e 3.15 na equação 3.16 tem-se:

$$\lambda = \frac{\frac{\sqrt{3}}{\sqrt{2} \cdot \pi} \cdot I_m}{\sqrt{\left(\frac{1}{3} \cdot I_m\right)^2 + \left(\frac{\sqrt{3}}{\sqrt{2} \cdot \pi} \cdot I_m\right)^2 + \sum_{n=2}^{\infty} I_n(efc)^2}} \cdot \cos(\gamma) \quad (3.16)$$

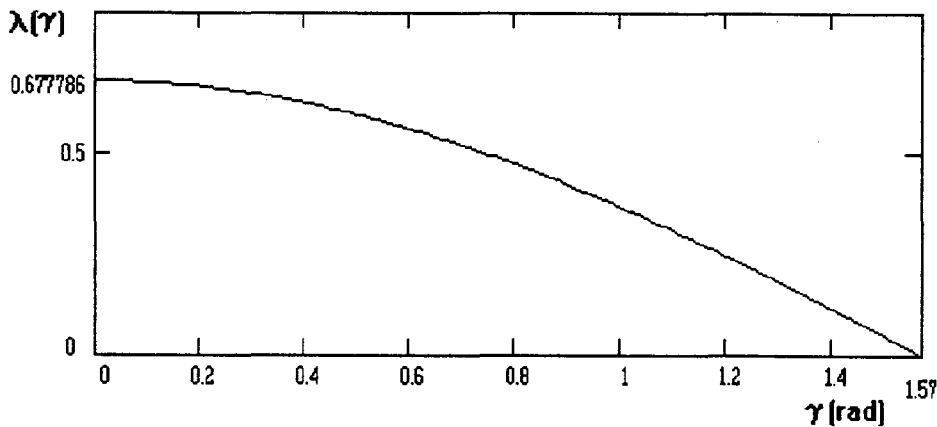


Fig. 3.19 - Variação do Fator de Potência em relação a γ .

A figura 3.19 representa o fator de potência determinado pela equação 3.16 fazendo n variar até 40.

(c) DETERMINAÇÃO DA TAXA DE DISTORÇÃO HARMÔNICA - TDH

Reescrevendo a equação 1.3 e 1.7 pode-se obter respectivamente:

$$TDH = \sqrt{\frac{\sum_{n=1}^{\infty} I_n(efc)^2 - I_1(efc)^2}{I_1(efc)^2}} \quad e \quad \lambda = \frac{I_1(efc)}{\sqrt{\sum_{n=1}^{\infty} I_n(efc)^2}} \cdot \cos(\phi_i)$$

Substituindo adequadamente estas duas equações e lembrando que $\cos(\phi_i) = \cos(\gamma)$ obtem-se:

$$\lambda = \frac{1}{\sqrt{1 + TDH^2}} \cdot \cos(\gamma)$$

Como $\lambda = 0,677 \cdot \cos(\gamma)$ tem-se que:

$$TDH = 1,087$$

3.2.6 CARACTERISTICAS DE SAÍDA

(a) DETERMINAÇÃO DA TENSÃO MÉDIA DE SAÍDA

Das equações 3.5 e 1.8 obtém-se:

$$Vo(med) = \frac{3 \cdot \sqrt{3} \cdot V_{mf}}{2 \cdot \pi} \cdot \cos(\gamma) \quad (3.17)$$

$$\text{ou} \quad Vo(med) = 0,827 \cdot V_{mf} \cdot \cos(\gamma)$$

A figura 3.20 apresenta o gráfico da variação da tensão média de saída em relação ao ângulo de operação γ .

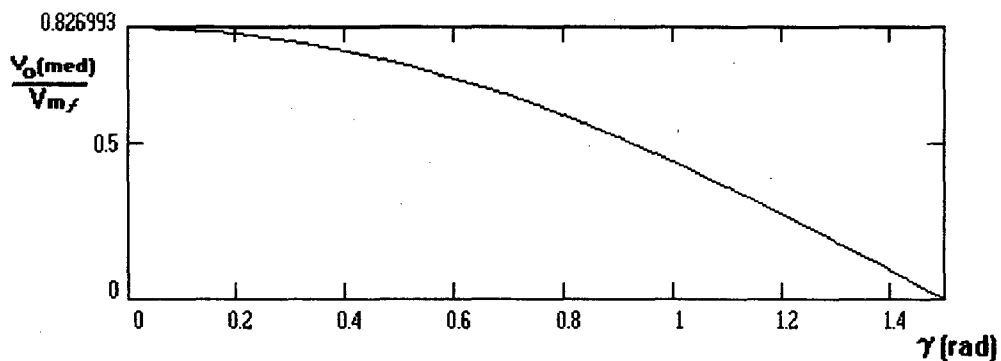


Fig. 3.20 - Tensão média de saída V_o .

(b) DETERMINAÇÃO DAS HARMÔNICAS DA TENSÃO DE SAÍDA

A amplitude da harmônica de ordem n da tensão de saída, em valor eficaz, pode ser determinada pela equação:

$$V_n(efc) = \sqrt{\frac{1}{2} \cdot (An^2 + Bn^2)}$$

Substituindo-se o segundo membro das equações 3.6, 3.7, 3.8 e 3.9 nesta equação obtêm-se os gráficos mostrados nas figuras 3.21 e 3.22.

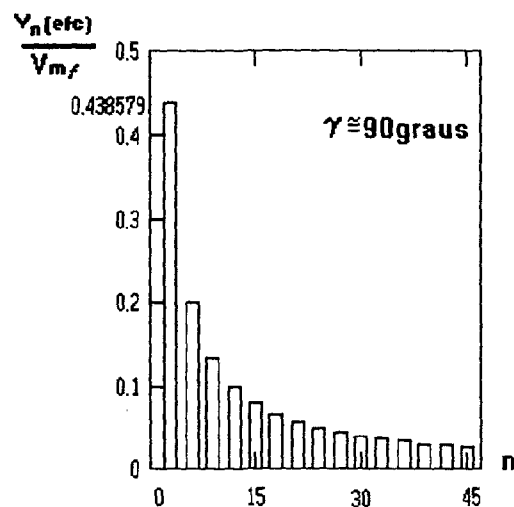


Fig. 3.21 - Amplitude das harmônicas.

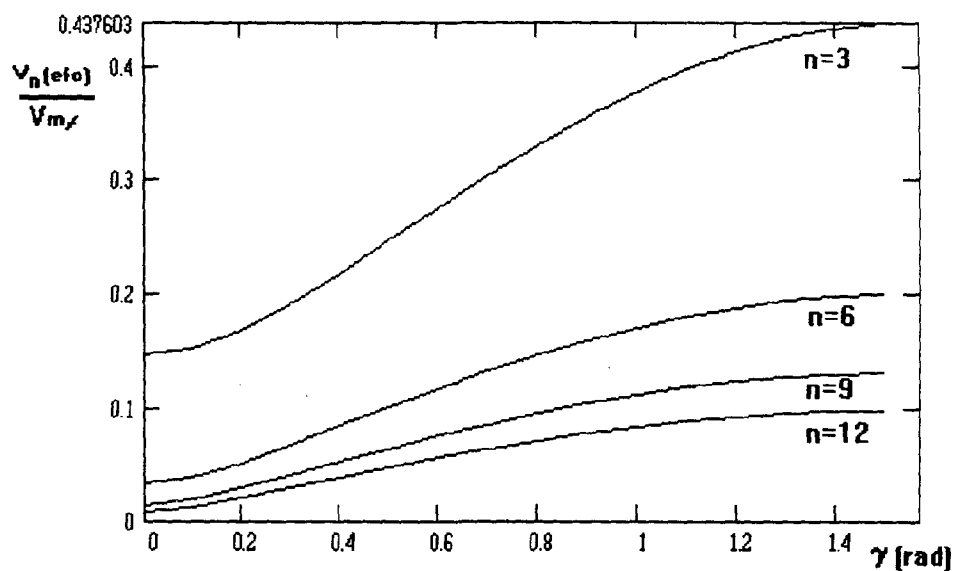


Fig. 3.22 - Variação das harmônicas da tensão de saída.

3.2.7 - ESFORÇOS NOS COMPONENTES

(a) CORRENTE ATRAVÉS DAS CHAVES

Considerando-se que $\delta = \frac{2 \cdot \pi}{3} - \gamma$, pode-se obter:

$$A_0 = \frac{2 \cdot I_m}{3} \quad (3.18)$$

$$A_n = \frac{I_m}{n \cdot \pi} \cdot \left[\sin \left[\left(\frac{13 \cdot \pi}{6} + \delta \right) \cdot n \right] - \sin \left[\left(\frac{9 \cdot \pi}{6} + \delta \right) \cdot n \right] \right] \quad (3.19)$$

$$B_n = \frac{I_m}{n \cdot \pi} \cdot \left[-\cos \left[\left(\frac{13 \cdot \pi}{6} + \delta \right) \cdot n \right] + \cos \left[\left(\frac{9 \cdot \pi}{6} + \delta \right) \cdot n \right] \right] \quad (3.20)$$

$$i(\omega t) = \frac{1}{2} \cdot A_0 + \sum_{n=1}^{\infty} A_{cn} \cdot \cos(n \cdot \omega t) + \sum_{n=1}^{\infty} B_{cn} \cdot \sin(n \cdot \omega t) \quad (3.21)$$

O gráfico mostrando a corrente através da chave determinada pela equação 3.21 é visto na figura 3.23, fazendo n variar até 40.

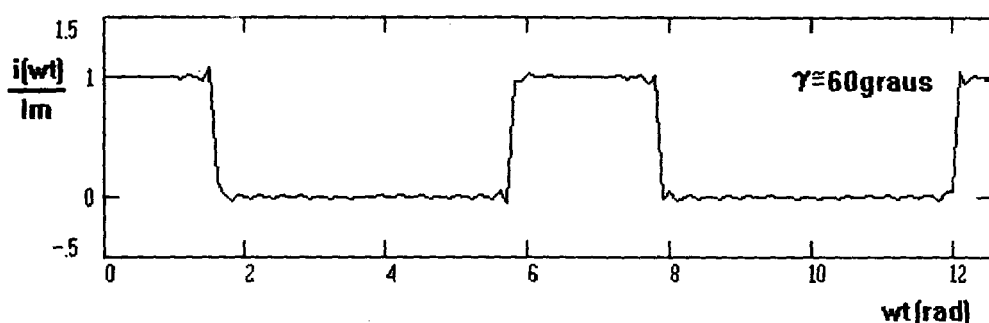


Fig. 3.23 - Corrente através da chave S1.

Substituindo o segundo membro das equações 3.18, 3.19 e 3.20 em 1.9 e 1.10 obtém-se:

$$I(\text{med}) = \frac{1}{3} \cdot I_m$$

$$I(\text{efc}) = 0,575 \cdot I_m$$

$$I_p = I_m$$

(b) TENSÃO NOS TERMINAIS DAS CHAVES

Por inspeção do circuito pode-se observar que o valor máximo ao qual as chaves podem estar submetidas é apresentado abaixo.

$$V_{rrm} = \sqrt{3} \cdot V_{mf}$$

3.2.8 - METODOLOGIA DE PROJETO PARA RETIFICADOR TRIFÁSICO

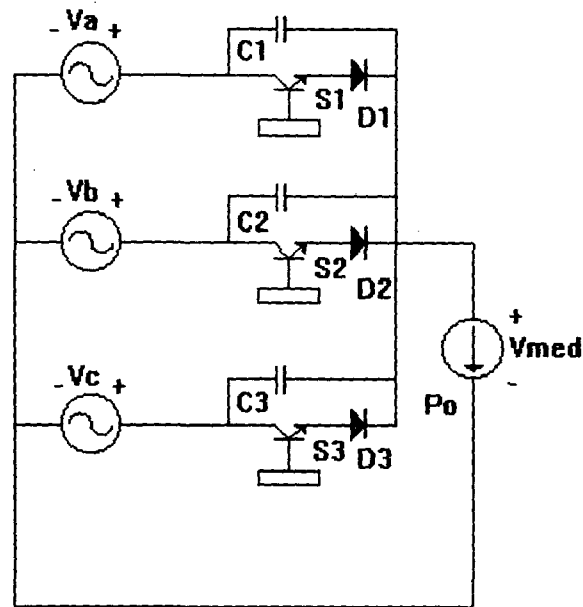


Fig. 3.24 - Retificador trifásico usando chave ZVS.

A figura 3.24 apresenta um retificador trifásico cujos dados para elaboração do projeto são:

$V_o(\text{med})$ - tensão média de saída

V_i - tensão de fase de alimentação

P_o - potência requerida na carga.

Considerem-se ainda desprezíveis as perdas nos elementos do circuito.

Sejam, por fim, as relações :

$$V_i(\text{efc}) = \frac{V_{mf}}{\sqrt{2}} \quad e$$

$$I_m = I_o$$

O roteiro de projeto pode ser desenvolvido nos seguintes passos:

PRIMEIRO PASSO: Determinação do ângulo de bloqueio

Seja o segundo membro da equação 3.5, que substituído na equação 1.8, determina:

$$V_o(\text{med}) = \frac{3 \cdot \sqrt{3} \cdot V_{mf}}{2 \cdot \pi} \cdot \cos(\gamma)$$

Parametrizando em relação à tensão eficaz de alimentação tem-se:

$$\frac{V_o(med)}{V_i(efc)} = \frac{3 \cdot \sqrt{3}}{\pi \cdot \sqrt{2}} \cdot \cos(\gamma) \quad (3.22)$$

O ângulo γ é obtido pela curva da figura 3.25 que representa a equação 3.22.

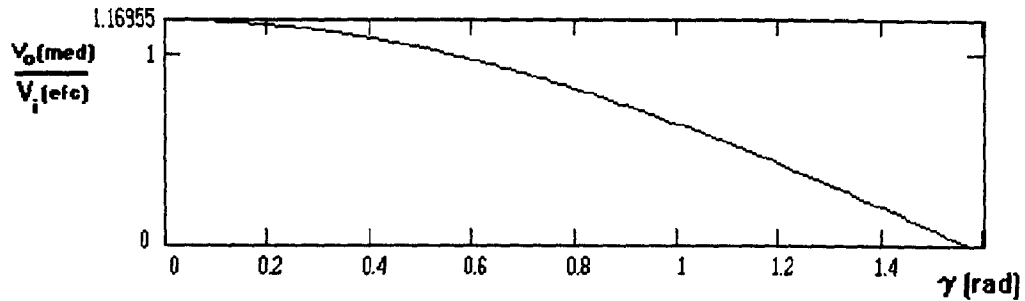


Fig. 3.25 - Determinação da tensão média de saída.

SEGUNDO PASSO : Determinação da corrente média de carga

Sabendo-se que $I_o = \frac{P_o}{V_o(med)}$ e da equação 3.5 pode-se obter:

$$I_o = \frac{P_o}{\frac{3 \cdot \sqrt{3} \cdot V_{mf}}{2 \cdot \pi} \cdot \cos(\gamma)} \quad \text{parametrizando tem-se:}$$

$$\frac{P_o}{I_o \cdot V_i(efc)} = \frac{3 \cdot \sqrt{3}}{\pi \cdot \sqrt{2}} \cdot \cos(\gamma) \quad (3.23)$$

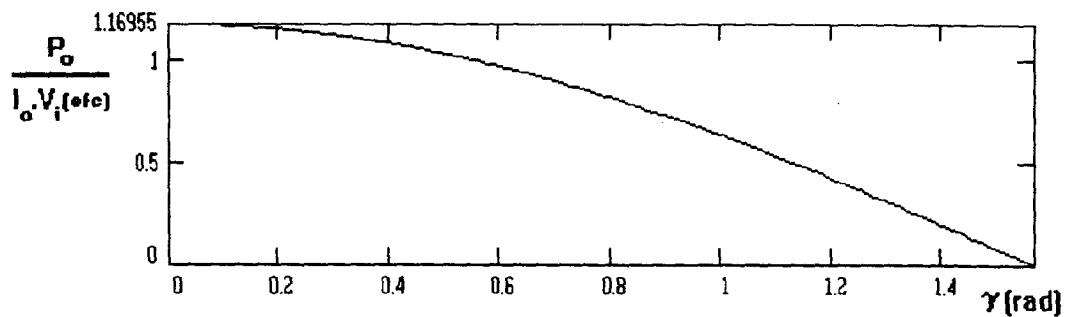


Fig. 3.26 - Determinação da corrente de saída.

A figura 3.26 apresenta graficamente a equação 3.23; nela, determina-se a corrente de carga I_o tendo como dados γ , V_i e P_o .

TERCEIRO PASSO: Determinação da corrente de entrada

Usando a definição do valor eficaz a partir dos termos da Série de Fourier apresentados nas equações 3.1, 3.2 e 3.3, tem-se:

$$I(efc) = \sqrt{\left(\frac{1}{2} \cdot A_o\right)^2 + \frac{1}{2} \sum I_n^2}$$

De onde, após substituição obtém-se: $I(efc) = 0,575 \cdot I_m$

QUARTO PASSO: Determinação do fator de potência

Foi mostrado que:

$$\lambda = \frac{I_1(efc)}{\sqrt{\left(\frac{1}{2} \cdot A_o\right)^2 + I_1(efc)^2 + \sum_n I_n(efc)^2}} \cdot \cos(\gamma)$$

onde as variáveis são determinadas pelas equações 3.1, 3.2 e 3.3. Assim, pode-se determinar graficamente os valores do fator de potência para cada ângulo de operação γ , como mostra a figura 3.27.

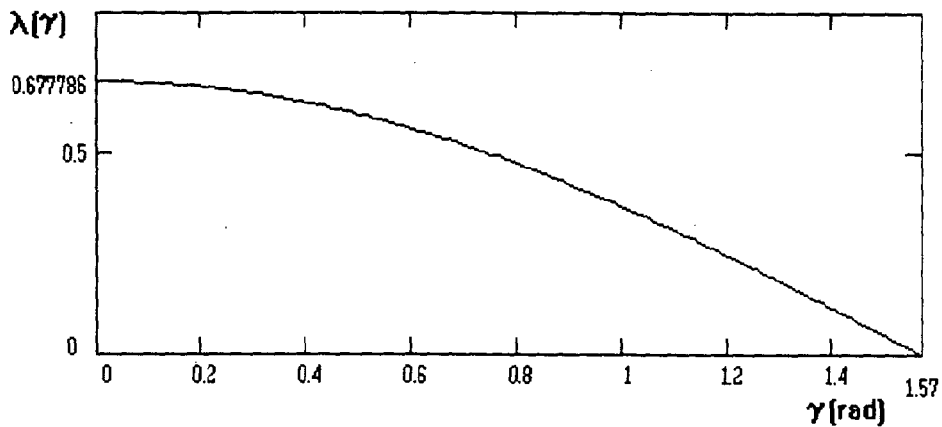


Fig. 3.27 - Determinação do Fator de Potência.

QUINTO PASSO: Dimensionamento dos componentes

Os esforços nas chaves foram determinados no item 3.2.7 cujo resultados estão transcritos abaixo:

$$V_{rrm} = \sqrt{6} \cdot V_i(efc)$$

$$I(med) = \frac{1}{3} \cdot I_m$$

$$I(efc) = 0,575 \cdot I_m$$

$$I_p = I_m$$

3.3 - RETIFICADOR TRIFÁSICO EM PONTE USANDO CHAVE ZVS

3.3.1 - ESTRUTURA E SEQUÊNCIA DE FUNCIONAMENTO

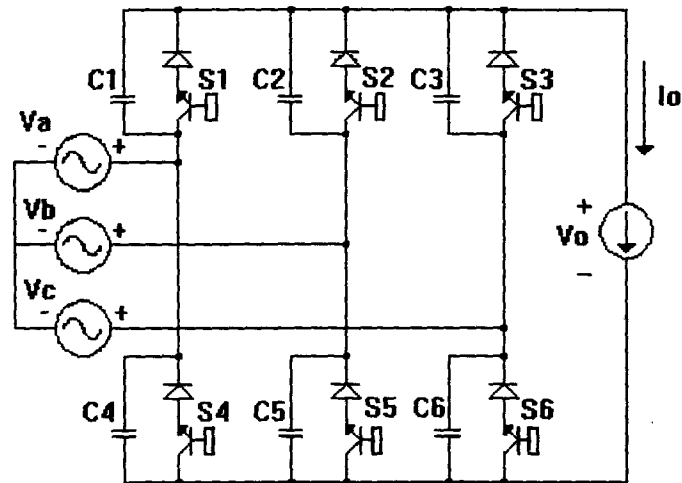


Fig. 3.28 - Ponte de Graetz usando chave ZVS.

Onde:

$$V_{ab} = V_{ml} \cdot \sin(\omega t)$$

$$V_{bc} = V_{ml} \cdot \sin\left(\omega t - \frac{2 \cdot \pi}{3}\right)$$

$$V_{ca} = V_{ml} \cdot \sin\left(\omega t + \frac{2 \cdot \pi}{3}\right)$$

A estrutura do retificador está mostrada na figura 3.28. Observa-se a carga idealizada como fonte de corrente. A sequência de funcionamento é constituída de seis etapas que são definidas em intervalos da tensão de saída, mostrados na figura 3.29. As formas de onda das correntes e tensões nos braços do retificador são mostradas nas figura 3.37(a) a (i); estas foram obtidas por simulação digital, onde $V_{ml} = 100$ Volts, $C1=C2=C3=C4=C5=C6=250$ pF e $I_o=5$ Amp.

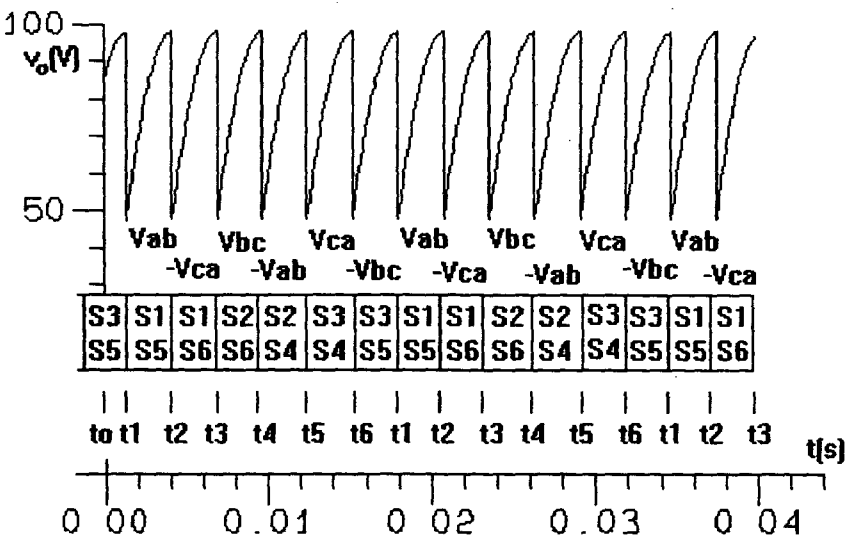


Fig.3.29 - Tensão de saída.

O instante a partir do qual a chave ZVS está habilitada a bloquear está mostrado na figura 3.30.

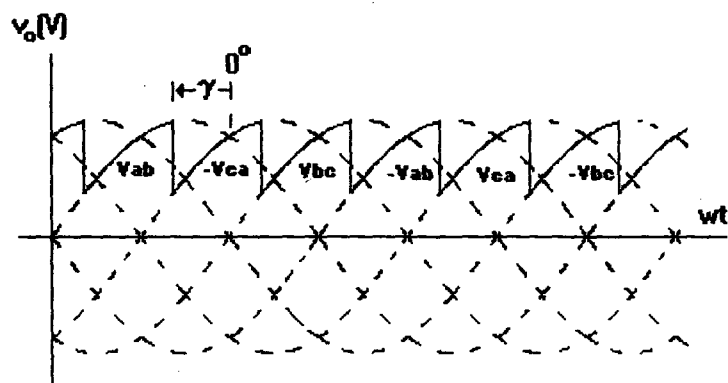


Fig. 3.30 - Ângulo de bloqueio $\{\gamma\}$.

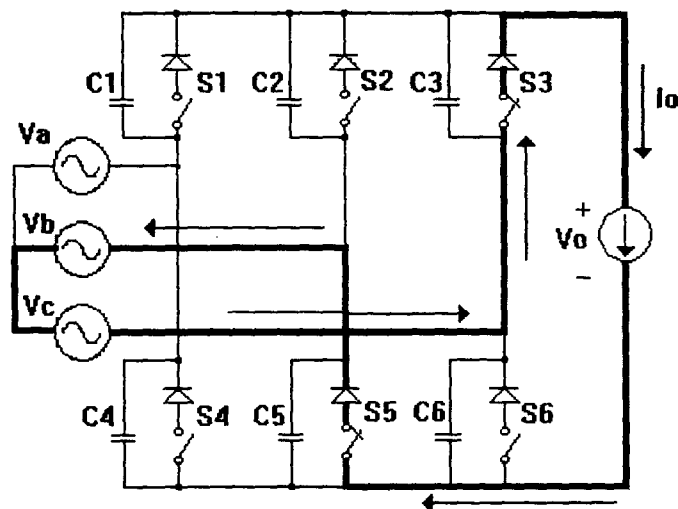


Fig. 3.31 - Percurso da corrente de t_0 a t_1 .

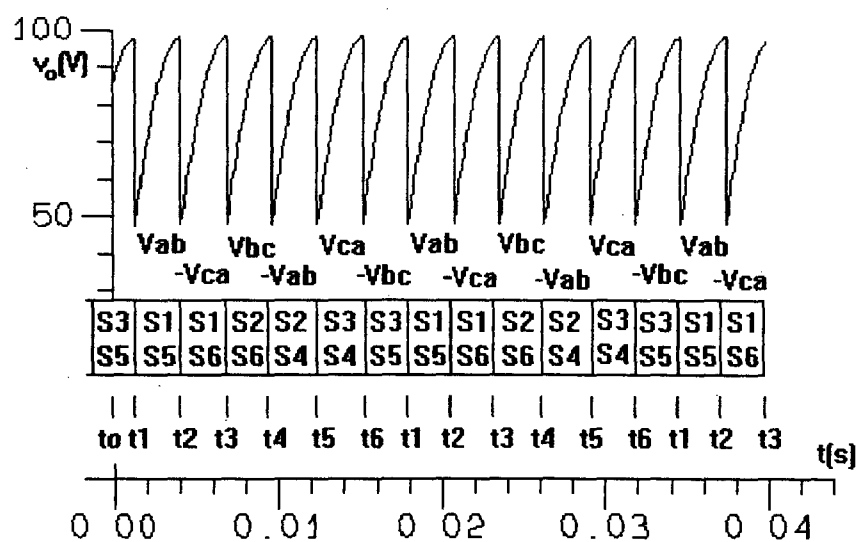
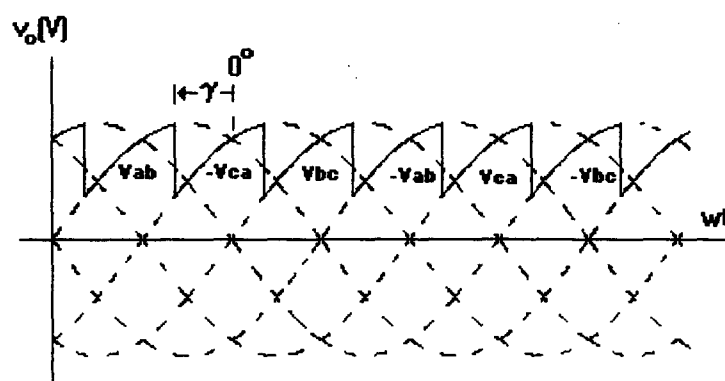
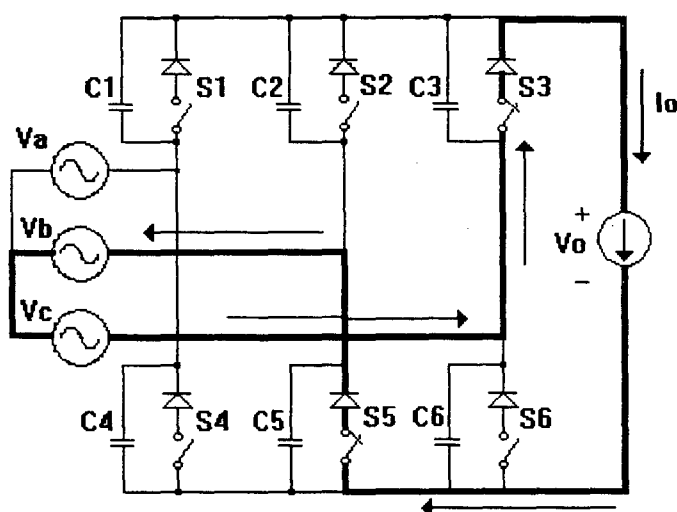


Fig. 3.29 - Tensão de saída.

O instante a partir do qual a chave ZVS está habilitada a bloquear está mostrado na figura 3.30.

Fig. 3.30 - Ângulo de bloqueio $[\gamma]$.Fig. 3.31 - Percurso da corrente de t_0 a t_1 .

Primeira etapa: (t_0 a t_1) - figura 3.31

Inicia-se com S3 e S5 conduzindo a corrente de carga. A tensão V_{cb} é aplicada nos terminais da saída do conversor. Esta etapa permanece até S3 receber ordem de bloquear em t_1 . Quando S3 abre, S1 fecha espontaneamente.

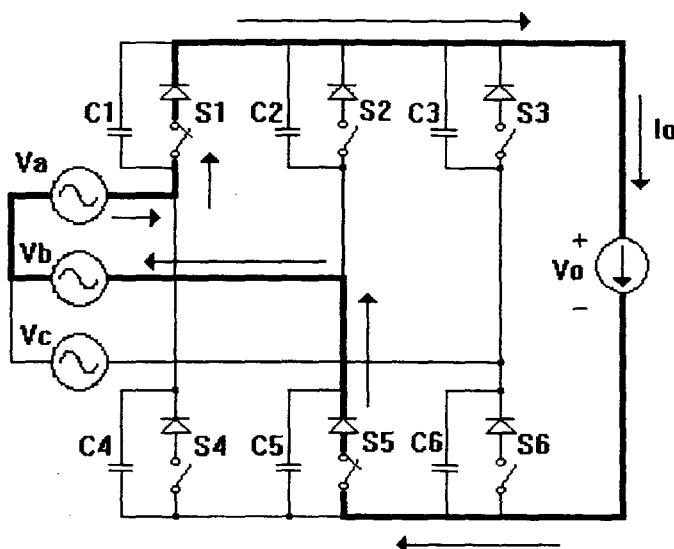


Fig. 3.32 - Percurso da corrente de t_2 a t_3 .

Segunda etapa: (t_1 a t_2) - figura 3.32

Inicia-se com S1 e S5 conduzindo a corrente de carga. A tensão V_{ab} é aplicada nos terminais da saída do conversor. Esta etapa permanece até S5 receber ordem de bloquear em t_2 . Quando S5 abre, S6 fecha espontaneamente.

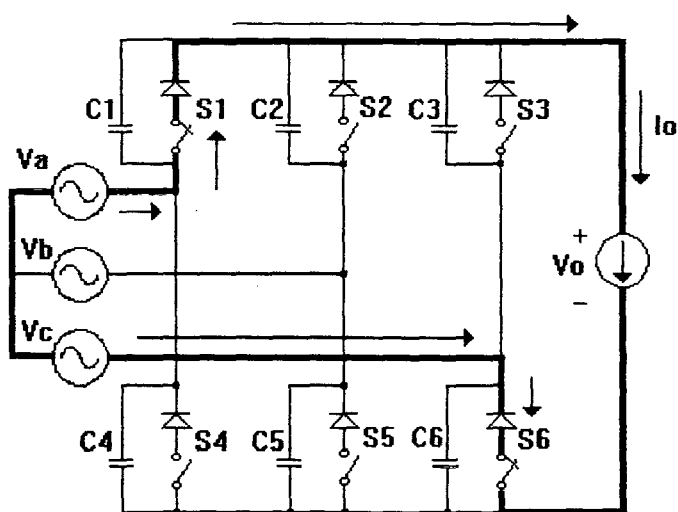


Fig. 3.33 - Percurso da corrente de t_1 a t_2 .

Terceira etapa: (t_2 a t_3) - figura 3.33

Inicia-se com S1 e S6 conduzindo a corrente de carga. A tensão V_{ac} é aplicada nos terminais da saída do conversor. Esta etapa permanece até S1 receber ordem de bloquear em t_3 . Quando S1 abre, S2 fecha espontaneamente.

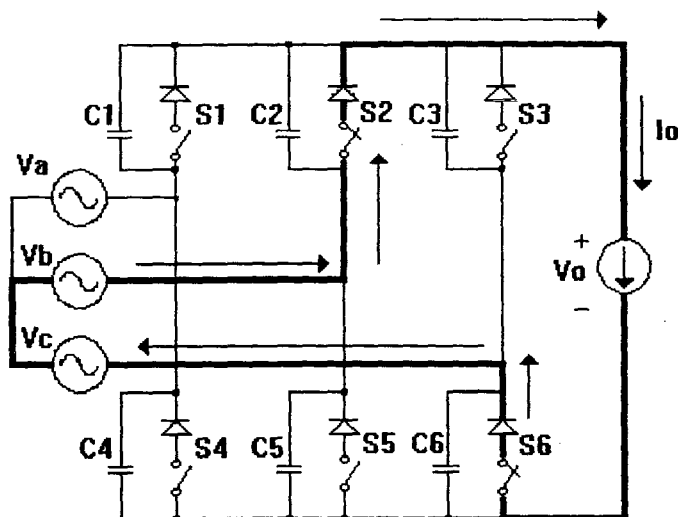


Fig. 3.34 - Percurso da corrente de t_3 a t_4 .

Quarta etapa: (t_3 a t_4) - figura 3.34

Inicia-se com S2 e S6 conduzindo a corrente de carga. A tensão V_{bc} é aplicada nos terminais da saída do conversor. Esta etapa permanece até S6 receber ordem de bloquear em t_4 . Quando S6 abre, S4 fecha espontaneamente.

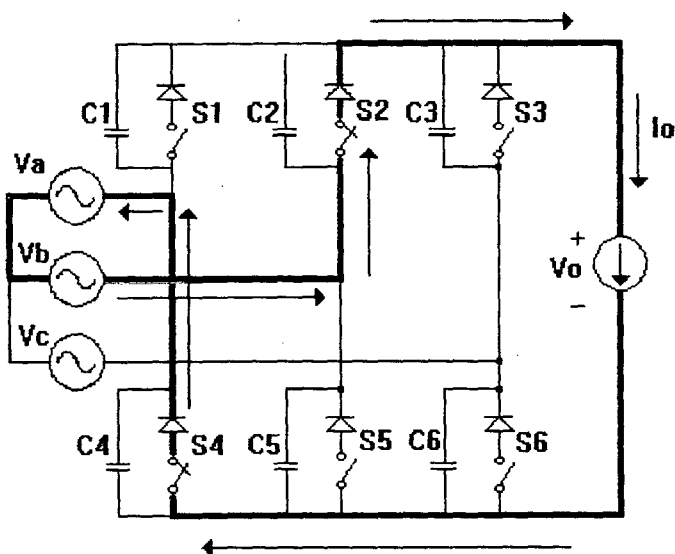


Fig. 3.35 - Percurso da corrente de t_4 a t_5 .

Quinta etapa: (t_4 a t_5) - figura 3.35

Inicia-se com S2 e S4 conduzindo a corrente de carga. A tensão V_{ba} é aplicada nos terminais da saída do conversor. Esta etapa permanece até S2 receber ordem de bloquear em t_5 . Quando S2 abre, S3 fecha espontaneamente.

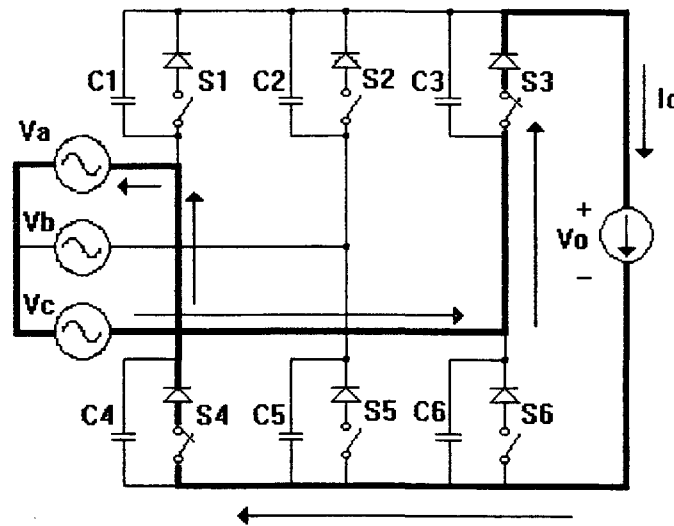


Fig. 3.36 - Percurso da corrente de t_5 a t_6 .

Sexta etapa: (t_5 a t_6) - figura 3.36

Inicia-se com S3 e S4 conduzindo a corrente de carga. A tensão V_{ca} é aplicada nos terminais da saída do conversor. Esta etapa permanece até S4 receber ordem de bloquear em t_6 . Quando S4 abre, S5 fecha espontaneamente, retornando, o circuito, à configuração da primeira etapa.

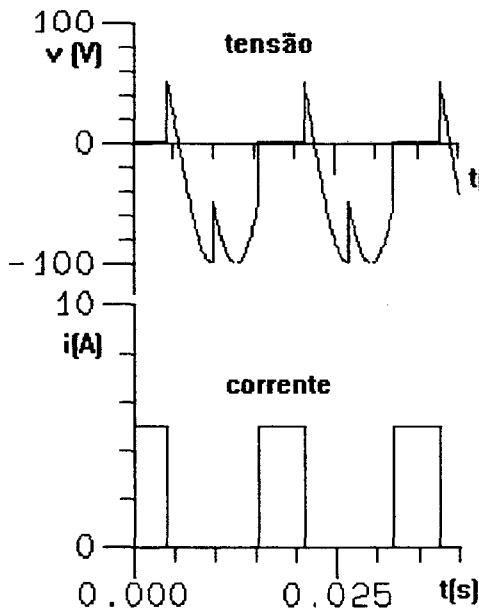


Fig. 3.37(a) - Tensão e correntes na chave S3.

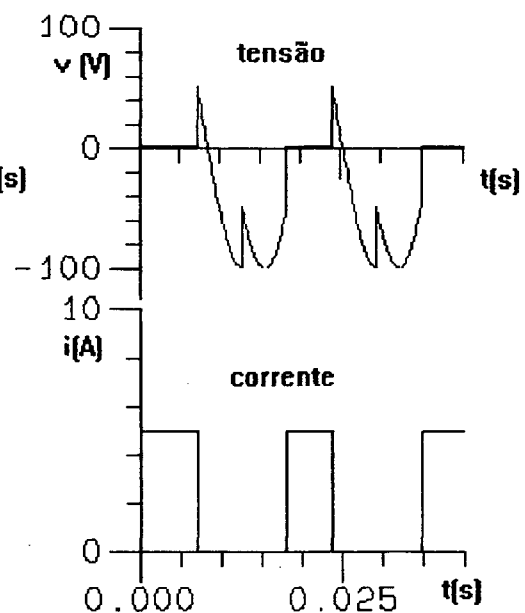


Fig. 3.37(b) - Corrente e tensão na chave S5.

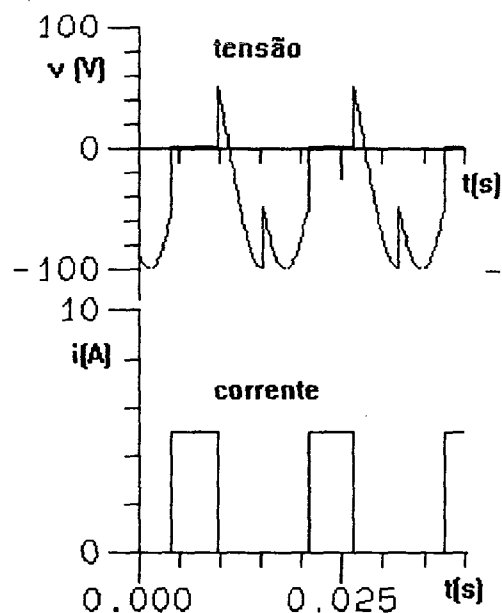


Fig. 3.37(c) - Tensão e corrente na chave S1.

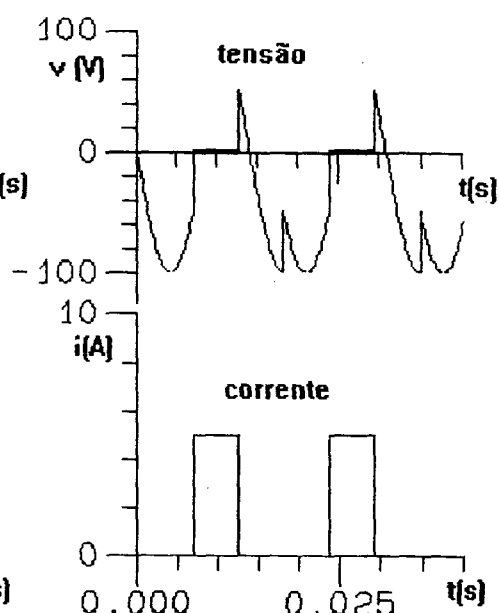


Fig. 3.37(d) - Corrente e tensão na chave S6.

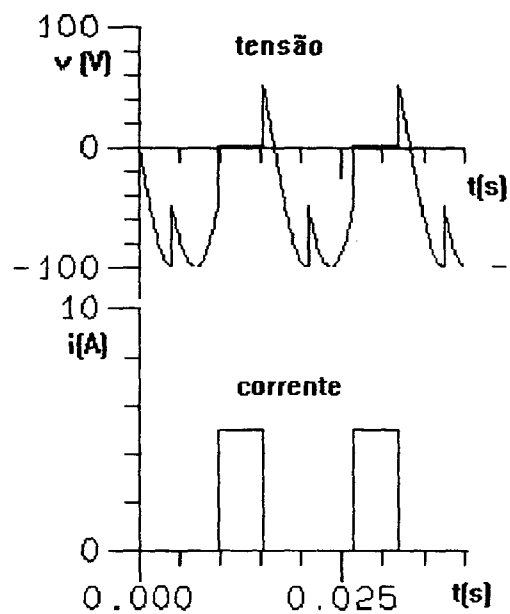


Fig. 3.37(e) - Tensão e corrente na chave S2.

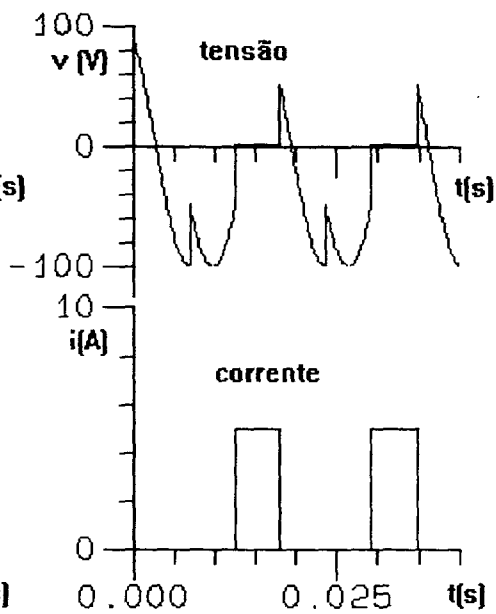


Fig. 3.37(f) - Tensão e corrente na chave S4.

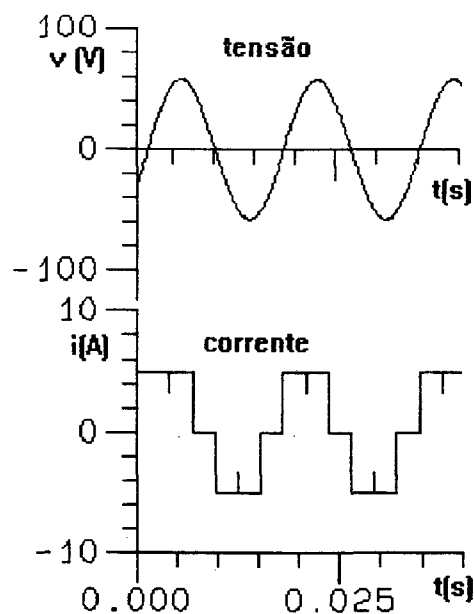


Fig. 3.37(g) - Corrente e tensão na fonte A.

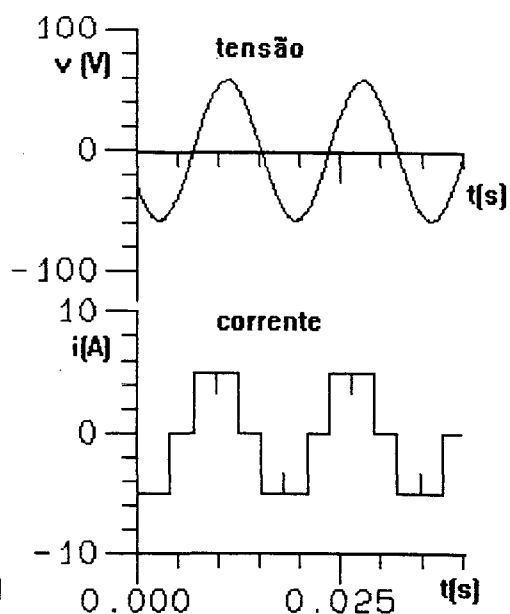


Fig. 3.37(h) - Tensão e corrente na fonte B.

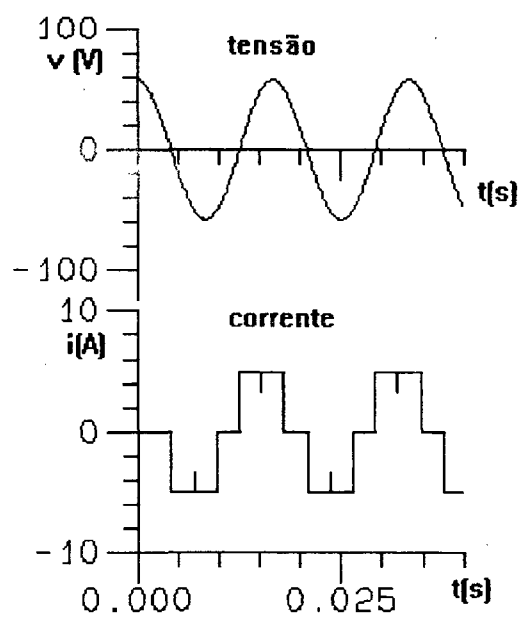


Fig. 3.37(i) - Tensão e corrente na fonte C.

3.3.2. - ESTUDO DA COMUTAÇÃO

ESTUDO QUALITATIVO DA COMUTAÇÃO

Observa-se na figura 3.29 que a tensão aplicada nos terminais do conversor permuta nos seguintes instantes:

t1	de -Vbc	para Vab
t2	de Vab	para -Vca
t3	de -Vca	para Vbc
t4	de Vbc	para -Vab
t5	de -Vab	para Vca
t6	de Vab	para -Vbc

Para todos estes instantes, observa-se que uma chave abre, enquanto a outra permanece fechada. Portanto, a dinâmica de comutação, entre as chaves, segue o mesmo princípio. Assim, analisar-se-á a comutação para um determinado intervalo, pois as análises para os outros cinco intervalos de comutação são análogas ao primeiro.

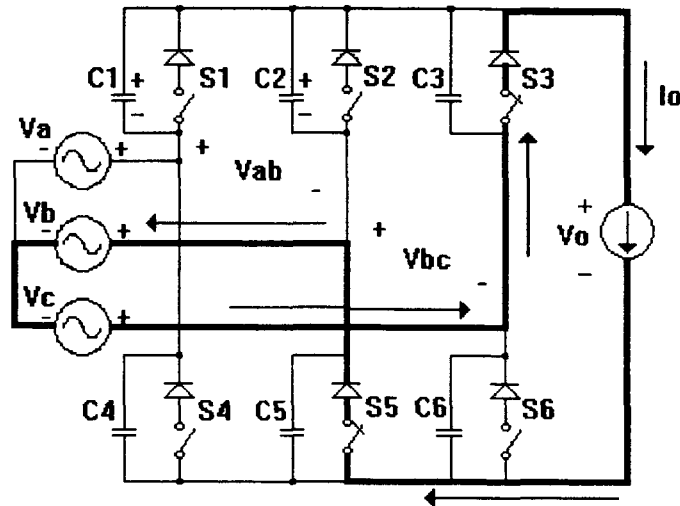


Fig.3.38 - Corrente circulando através de S3 e S5.

Seja o instante imediatamente anterior a t1, em que S3 e S5 estão conduzindo a corrente de carga, aplicando tensão Vcb na saída. Sejam ainda, no circuito da figura 3.38, as tensões e corrente estabelecidas nos capacitores C1 e C2 neste instante:

$$V_{c1} = -V_{ab} - V_{bc} = V_{ca}$$

$$V_{c2} = -V_{bc} = V_{cb}$$

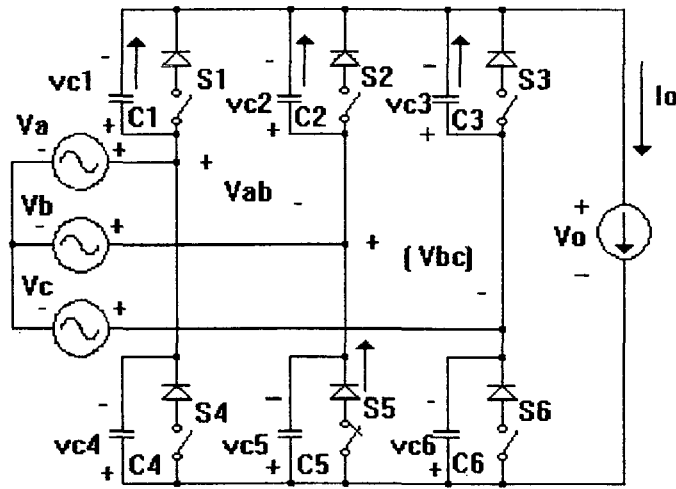


Fig. 3.39 - Corrente durante a comutação.

Em t_1 a chave S3 abre. Assim, imediatamente após a abertura da chave, o circuito mostrado na figura 3.39 é estabelecido. Observa-se, no braço superior, que todas as chaves estão abertas. Como a carga é modelada como fonte de corrente, uma corrente circula pelos capacitores. Assim, imediatamente antes de t_1 C1, C2, C4 e C6 estavam carregados e C3 e C5 descarregados. Tem-se que, após t_1 , C1 e C2 passam a descarregar, enquanto que C3 passa a se carregar. Observa-se que $V_{c1} = V_{ac}$ e $V_{c2} = V_{bc}$. Assim é que, como $V_{ac} < V_{bc}$, C1 descarrega mais rapidamente que C2. Tão logo V_{c1} se anule, a chave S1 (chave ZVS), associada a este, conduz espontaneamente, assumindo a corrente de carga e o circuito fica como o apresentado na figura 3.40. O intervalo entre o instante em que S3 abre até o instante em que S1 assume a corrente de carga é chamado de intervalo ou tempo de comutação.

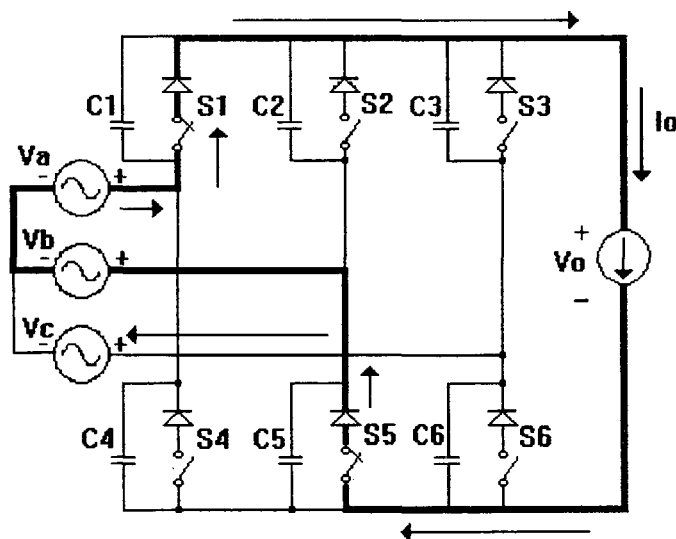


Fig. 3.40 - Corrente após a comutação.

3.3.3 - DESENVOLVIMENTO EM SÉRIE DE FOURIER DA CORRENTE DE ENTRADA

Os termos A_n e B_n determinados na Série de Fourier serão utilizados nas equações que verificam a performance do conversor. Para se constatar que estes termos são verdadeiros, substitui-se estes na equação final da série e observa-se se o gráfico correspondente é coerente.

$$A_0 = 0 \quad (3.24)$$

$$A_n = \frac{I_m}{n \cdot \pi} \cdot \left\{ \text{sen}[(3 \cdot \pi - \gamma) \cdot n] - \text{sen}\left[\left(\frac{7 \cdot \pi}{3} - \gamma\right) \cdot n\right] + \right. \\ \left. - \text{sen}[(2 \cdot \pi - \gamma) \cdot n] + \text{sen}\left[\left(\frac{4 \cdot \pi}{3} - \gamma\right) \cdot n\right] \right\} \quad (3.25)$$

$$B_n = \frac{I_m}{n \cdot \pi} \cdot \left\{ -\cos[(3 \cdot \pi - \gamma) \cdot n] + \cos\left[\left(\frac{7 \cdot \pi}{3} - \gamma\right) \cdot n\right] - \right. \\ \left. + \cos[(2 \cdot \pi - \gamma) \cdot n] - \cos\left[\left(\frac{4 \cdot \pi}{3} - \gamma\right) \cdot n\right] \right\} \quad (3.26)$$

$$i_a(\omega t) = \frac{1}{2} \cdot A_0 + \sum_{n=1}^{\infty} A_n \cdot \cos(n \cdot \omega t) + \sum_{n=1}^{\infty} B_n \cdot \text{sen}(n \cdot \omega t) \quad (3.27)$$

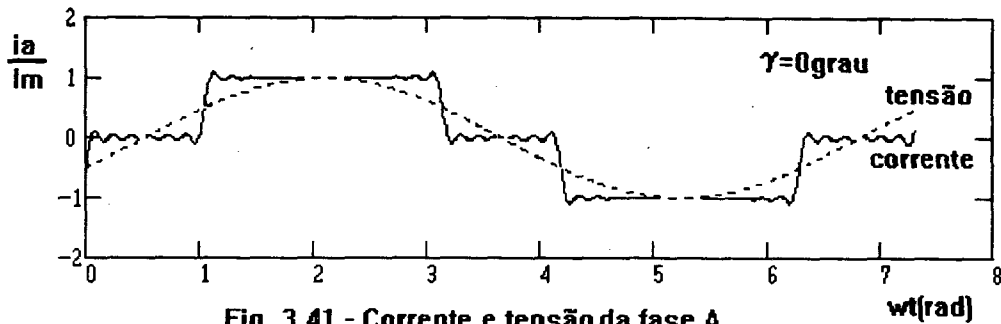


Fig. 3.41 - Corrente e tensão da fase A.

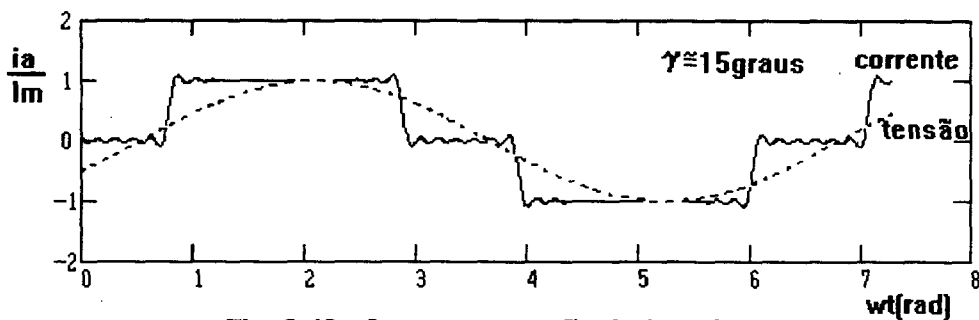


Fig. 3.42 - Corrente e tensão da fase A.

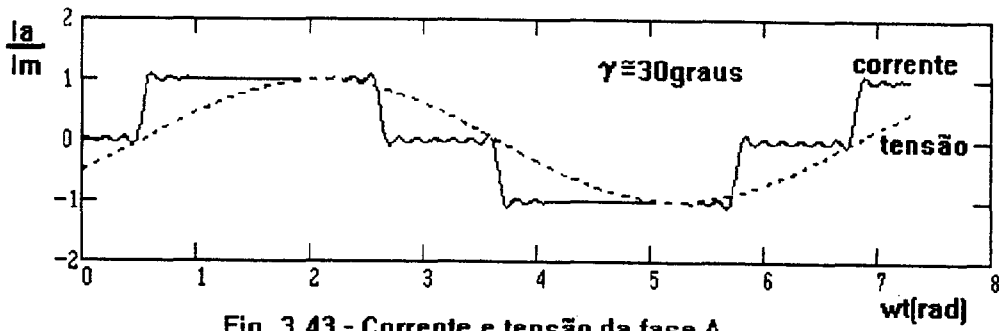


Fig. 3.43 - Corrente e tensão da fase A.

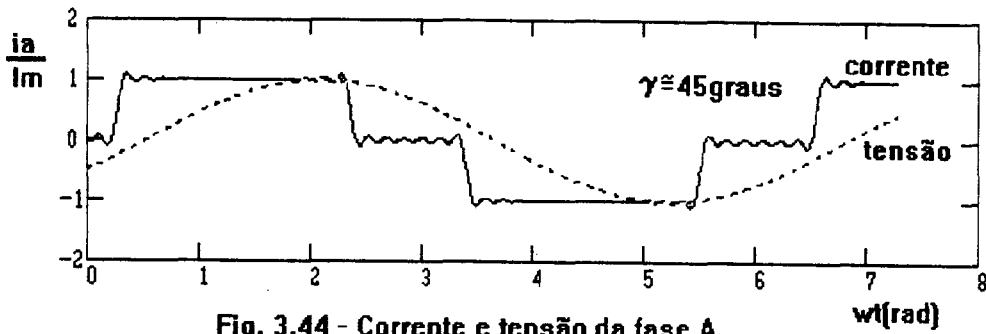


Fig. 3.44 - Corrente e tensão da fase A.

As figuras 3.41, 3.42, 3.43 e 3.44 mostram a representação gráfica da equação 3.27.

3.3.4 - DESENVOLVIMENTO EM SÉRIE DE FOURIER DA TENSÃO DE SAÍDA

O desenvolvimento em Série de Fourier da tensão de saída do conversor é uma forma de determinar os termos utilizados nas equações 1.1 a 1.12, que caracterizam a performance de um conversor.

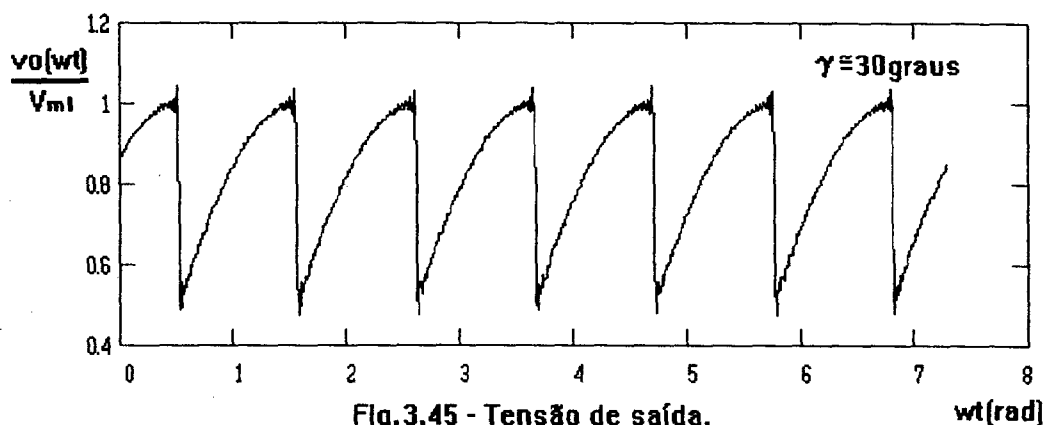
Sabendo que $\delta = \frac{\pi}{3} - \gamma$ pode-se obter:

$$A_0 = \frac{3 \cdot V_{ml}}{\pi} \cdot [\sqrt{3} \cdot \text{sen}(\delta) + \cos(\delta)] \quad (3.28)$$

$$A_n = \frac{3 \cdot V_{ml}}{\pi} \cdot \left[[-\cos[(1+6 \cdot n) \cdot (\frac{\pi}{3} + \gamma)] + \cos[(1+6 \cdot n) \cdot \gamma] \cdot \frac{1}{(1+6 \cdot n)} + \right. \\ \left. [-\cos[(1-6 \cdot n) \cdot (\frac{\pi}{3} + \delta)] + \cos[(1-6 \cdot n) \cdot \delta] \cdot \frac{1}{(1-6 \cdot n)}] \right] \quad (3.29)$$

$$B_n = \frac{3 \cdot V_{ml}}{\pi} \cdot \left[[-\text{sen}[(1+6 \cdot n) \cdot (\frac{\pi}{3} + \gamma)] + \text{sen}[(1+6 \cdot n) \cdot \gamma] \cdot \frac{1}{(1+6 \cdot n)} + \right. \\ \left. [\text{sen}[(1-6 \cdot n) \cdot (\frac{\pi}{3} + \delta)] - \text{sen}[(1-6 \cdot n) \cdot \delta] \cdot \frac{1}{(1-6 \cdot n)}] \right] \quad (3.30)$$

$$v_o(wt) = \frac{1}{2} \cdot A_0 + \sum_{n=1}^{\infty} A_n \cdot \cos(6 \cdot n \cdot wt) + \sum_{n=1}^{\infty} B_n \cdot \text{sen}(6 \cdot n \cdot wt) \quad (3.31)$$



A figura 3.45 representa graficamente a equação 3.31 fazendo n até 40.

Observou-se, durante a substituição dos termos da série na equação final, que, no somatório, os termos de ordem não múltipla de 6 se anulavam. Assim, para simplificar a apresentação das equações, substituiu-se o n por $6 \cdot n$. Portanto, ao se substituir $n=1$, na realidade, determina-se o A_6 e B_6 ; quando se for substituir para $n=2$, determina-se o A_{12} e B_{12} e assim sucessivamente.

3.3.5 - CARACTERÍSTICAS DE ENTRADA

(a) DETERMINAÇÃO DO ÂNGULO DE DESLOCAMENTO E DO FATOR DE DESLOCAMENTO

Para se obter maior simplificação no desenvolvimento das equações e simulações da Ponte de Graetz adotou-se como referência a tensão de linha onde:

$$v_{ab} = V_{ml} \cdot \sin(\omega t)$$

Nesta referência se obtém a tensão e corrente de entrada mostrada na figura 3.41. Observa-se que esta tensão está deslocada de 30° em relação a origem. Entretanto ao se desenvolver as equações que determinam o ângulo de deslocamento e o fator de potência adotou-se uma tensão de entrada com deslocamento nulo. Assim, para se utilizar destas equações é necessário deslocar o gráfico da figura 3.41 em 30° a qual passa a ser mostrado como o da figura 3.46. Ao se deslocar a corrente se obtém uma nova Série de Fourier, apresentada abaixo, cujos termos serão os utilizados para determinar o ângulo de deslocamento e o fator de potência.

$$A_n = \frac{\text{Im}}{n \cdot \pi} \cdot \left\{ \sin \left[\left(\frac{17 \cdot \pi}{6} - \gamma \right) \cdot n \right] - \sin \left[\left(\frac{13 \cdot \pi}{6} - \gamma \right) \cdot n \right] + \right. \\ \left. \sin \left[\left(\frac{7 \cdot \pi}{6} - \gamma \right) \cdot n \right] - \sin \left[\left(\frac{11 \cdot \pi}{6} - \gamma \right) \cdot n \right] \right\} \quad (3.32)$$

$$Bn = \frac{I_m}{n \cdot \pi} \cdot \left\{ -\cos\left[\left(\frac{17 \cdot \pi}{6} - \gamma\right) \cdot n\right] + \cos\left[\left(\frac{13 \cdot \pi}{6} - \gamma\right) \cdot n\right] - \cos\left[\left(\frac{7 \cdot \pi}{6} - \gamma\right) \cdot n\right] + \cos\left[\left(\frac{11 \cdot \pi}{6} - \gamma\right) \cdot n\right] \right\} \quad (3.33)$$

Estes, portanto, são os termos A_n e B_n das equações 3.29 e 3.30, após translação de 30 graus.

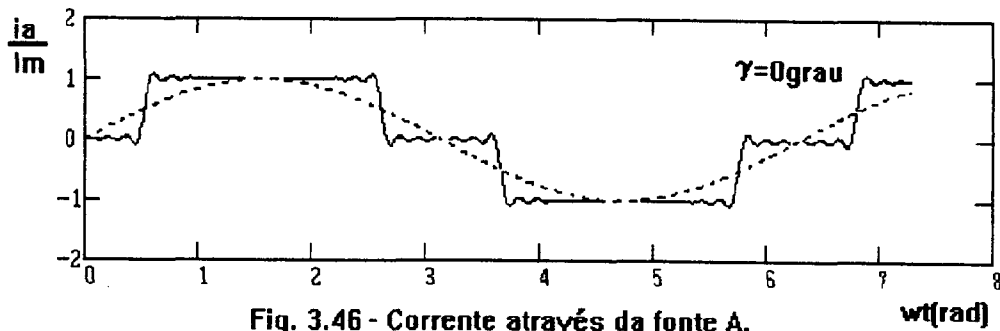


Fig. 3.46 - Corrente através da fonte A.

No desenvolvimento da Série de Fourier de corrente, das equações 3.32 e 3.33 determina-se para $n=1$:

$$A1 = \frac{I_m}{\pi} [-\sqrt{3} \cdot \cos(\gamma) + 3 \cdot \sin(\gamma)] \quad (3.34)$$

$$B1 = \frac{I_m}{\pi} [3 \cdot \cos(\gamma) + \sqrt{3} \cdot \sin(\gamma)] \quad (3.35)$$

Como $A1=I_d$ e $B1=I_q$, substituindo o segundo membro das equações de I_d e I_q na equação 1.11 tem-se:

$$I1 = \frac{2 \cdot \sqrt{3}}{\pi} \cdot I_m \quad (3.36)$$

Após substituição de A_0 , obtido da equação 3.28, na equação 1.8, tem-se:

$$V_{\alpha(med)} = \frac{3 \cdot V_{ml}}{2 \cdot \pi} \cdot [\sqrt{3} \cdot \sin(\pi/3 - \gamma) + \cos(\pi/3 - \gamma)] \quad (3.37)$$

Desenvolvendo:
$$V_{\alpha(med)} = \frac{3 \cdot V_{ml}}{\pi} \cdot \cos(\gamma) \quad (3.38)$$

Como a corrente de saída do conversor é igual a I_m e $I_o = \frac{P_o}{V_{o(med)}}$, através da equação 3.38

tem-se:
$$I_o = \frac{\pi \cdot P_o}{3 \cdot V_{ml} \cdot \cos(\gamma)} \quad (3.39)$$

Deve-se lembrar que a equação 3.39 representa a corrente média da saída, onde, a tensão apresentada nesta é entre fases, ou seja, tensão de linha. Na equação 3.36, a corrente de entrada corresponde à corrente de fase. Assim, deve-se substituir V_{ml} da equação 3.39 por $\sqrt{3} \cdot V_{mf}$, fazendo com que a tensão seja referente a tensão de fase. Desta forma, pode-se

substituir a equação 3.39 em 3.36, pois assim, a potência é referida corretamente como sendo a de uma fase. Após esta modificação e substituição, obtém-se:

$$I_1 = \frac{2 \cdot P_o}{3 \cdot V_{mf} \cdot \cos(\gamma)} \quad (3.40)$$

Substituindo o segundo membro da equação 3.40 na equação 1.12, após as simplificações:

$$P_i = \frac{P_o}{3 \cdot \cos(\gamma)} \cdot \cos(\phi_i) \quad (3.41)$$

Considerando o conversor sem perdas nos seus elementos, então:

$$P_i = \frac{1}{3} \cdot P_o$$

Substituindo na equação 3.41 tem-se: $\cos(\phi_i) = \cos(\gamma) \quad (3.42)$

Então : $\phi_i = \gamma$

(b) DETERMINAÇÃO DO FATOR DE POTÊNCIA

No item 1.2.1 do primeiro capítulo, foi mostrado que:

$$\lambda = \frac{P_i}{V_i(efc) \cdot \sqrt{I_1(efc)^2 + \sum_{n=2}^{\infty} I_n(efc)^2}}$$

Desenvolvendo-se e substituindo termos das equações 3.25 e 3.26 nas equações acima tem-se:

$$\lambda = \frac{\frac{2 \cdot \sqrt{3}}{\pi} \cdot I_m \cdot \cos(\gamma)}{3 \cdot \sqrt{I_1^2 + \sum_{n=2}^{\infty} I_n^2}} \quad (3.43)$$

Da equação 3.43, fazendo n variar até 40, obtém-se o gráfico mostrado na figura 3.47.

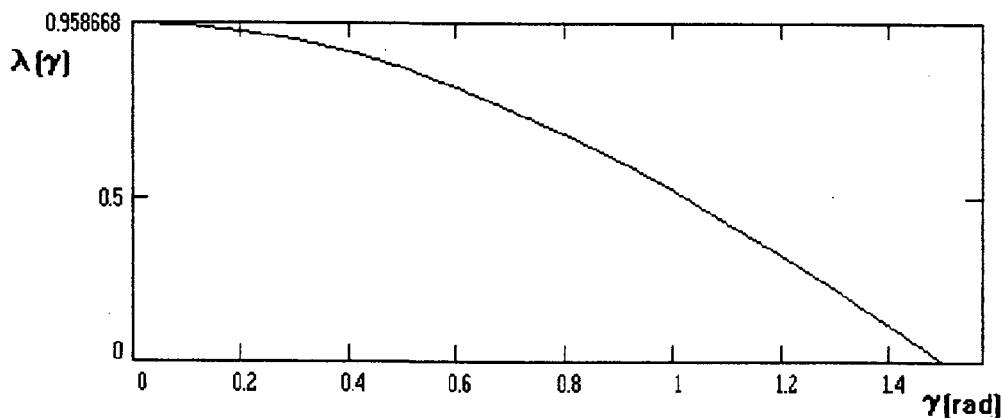


Fig. 3.47 - Determinação do fator de potência.

(c) DETERMINAÇÃO DA TAXA DE DISTORÇÃO HARMÔNICA

Reescrevendo a equação 1.3 tem-se:

$$TDH = \sqrt{\frac{\sum_{n=1}^{\infty} I_n^2 - I_1^2}{I_1^2}}$$

Substituindo as variáveis da equação 1.3 pelo segundo termo das equações 3.25 e 3.26 obtém-se a TDH:

$$TDH = 0.297$$

3.3.6 - CARACTERÍSTICAS DE SAÍDA

(a) DETERMINAÇÃO DA TENSÃO MÉDIA DE SAÍDA

Substituindo o segundo membro da equação 3.28 na equação 1.8 e desenvolvendo tem-se:

$$V_o(med) = \frac{3 \cdot V_{ml}}{\pi} \cdot \cos(\gamma) \quad (3.44)$$

O gráfico da equação 3.44 é visto na figura 3.48.

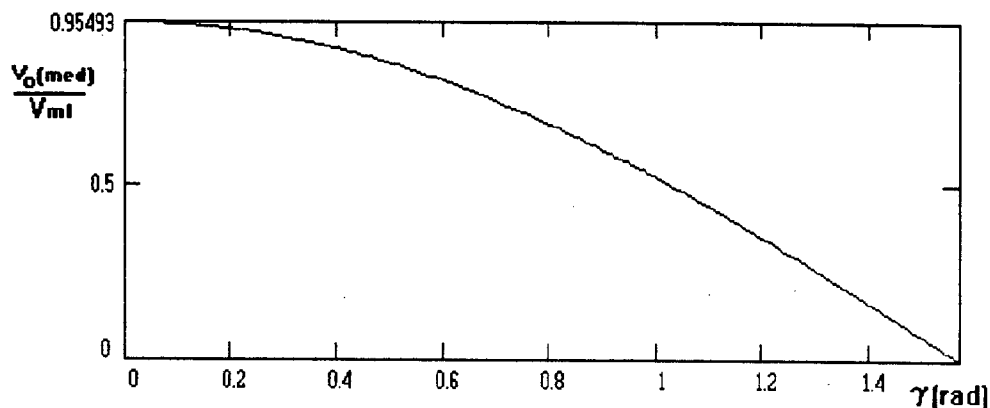


Fig. 3.48 - Tensão média de saída.

(b) DETERMINAÇÃO DAS HARMÔNICAS DA TENSÃO DE SAÍDA

Reescrevendo a equação 1.9 para se determinar o valor eficaz de ordem n tem-se:

$$V_n(efc) = \sqrt{\frac{1}{2} \cdot \sum [A_n^2 + B_n^2]}$$

Substituindo o segundo membro das equações 3.29 e 3.30 na equação acima, pode-se obter a figura 3.49 que mostra $V_n(efc)$ para 60 graus, variando em relação a n a partir de 12. Observa-se a multiplicidade 6. A figura 3.50 mostra a variação de $V(efc)$ em relação a γ .

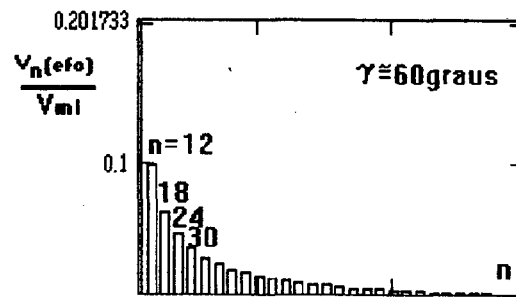


Fig. 3.49 - Amplitudes dos harmônicos da tensão de saída.

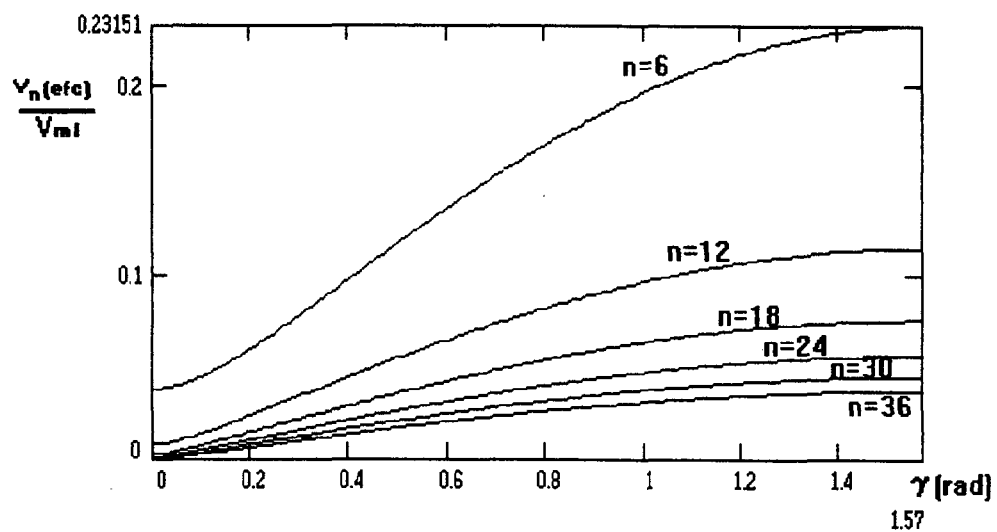


Fig. 3.50 - Variação da amplitude dos harmônicos da tensão de saída.

3.3.7 - ESFORÇOS NOS COMPONENTES

(a) DETERMINAÇÃO DA CORRENTE NAS CHAVES

A partir do desenvolvimento da Série de Fourier tem-se:

$$A_0 = \frac{2}{\pi} \cdot \text{Im} \quad (3.45)$$

$$A_n = \frac{\text{Im}}{n \cdot \pi} \cdot \left\{ \text{sen}[(3 \cdot \pi - \gamma) \cdot n] - \text{sen}\left[\left(\frac{7 \cdot \pi}{3} - \gamma\right) \cdot n\right] \right\} \quad (3.46)$$

$$B_n = \frac{\text{Im}}{n \cdot \pi} \cdot \left\{ -\cos[(3 \cdot \pi - \gamma) \cdot n] + \cos\left[\left(\frac{7 \cdot \pi}{3} - \gamma\right) \cdot n\right] \right\} \quad (3.47)$$

$$i(\omega t) = \frac{1}{2} \cdot A_0 + \sum A_n \cdot \cos(n \cdot \omega t) + \sum B_n \cdot \text{sen}(n \cdot \omega t) \quad (3.48)$$

Substituindo na equação 3.48 os termos representados nas equações 3.45, 3.46, e 3.47 obtém-se a corrente através das chaves, mostrada na figura 3.51.

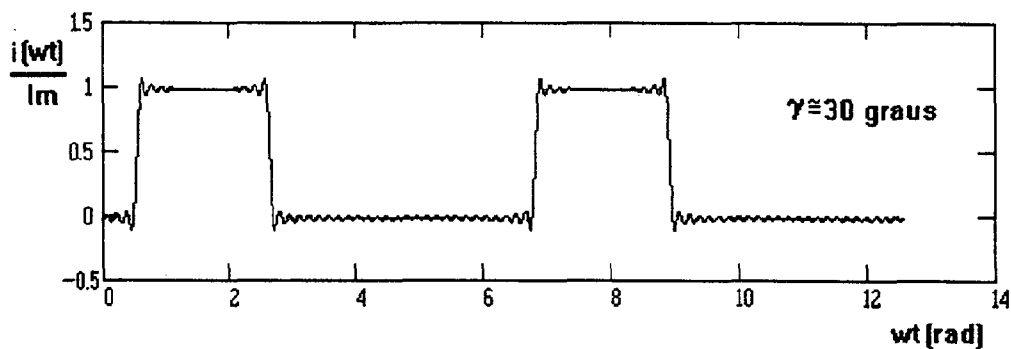


Fig. 3.51 - Corrente através das chaves.

Substituindo os termos desenvolvidos em Série de Fourier para a corrente de entrada nas equações 1.8, 1.9 e 1.10 pode-se obter:

$$I(\text{med}) = \frac{1}{3} \cdot I_m$$

$$I(\text{efc}) = 0,575 \cdot I_m$$

$$I_p = I_m$$

(b) DETERMINAÇÃO DA TENSÃO NAS CHAVES

Pode-se determinar por inspeção do circuito o valor máximo da tensão a que estão submetidas as chaves:

$$V_{rrm} = V_{ml}$$

3.3.8 METODOLOGIA DE PROJETO

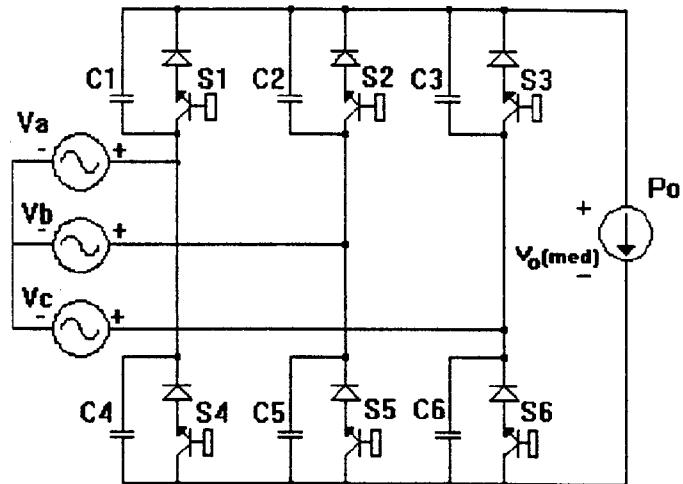


Fig.3.52 - Ponte de Graetz usando chave ZVS.

Seja a figura 3.52 apresentando a Ponte de Graetz. Sejam os dados para elaboração do projeto $V_o(\text{med})$, V_i e P_o apresentados nesta figura, onde:

$V_o(\text{med})$ - tensão média de saída

V_i - tensão de fase de alimentação

P_o - potência requerida na saída .

Considere, ainda, desprezíveis as perdas nos elementos do circuito. Sejam, por fim, as relações:

$$V_i(\text{efc}) = \frac{V_{ml}}{\sqrt{2} \cdot \sqrt{3}} \quad \text{e} \quad I_m = I_o$$

É estabelecido um roteiro para projeto abaixo desenvolvido.

PRIMEIRO PASSO: Determinação do ângulo de bloqueio

Na equação 3.44 tem-se:

$$V_o(\text{med}) = \frac{3 \cdot V_{ml}}{\pi} \cdot \cos(\gamma)$$

Parametrizando obtém-se:

$$\frac{V_o(\text{med})}{V_i(\text{efc})} = \frac{3 \cdot \sqrt{2} \cdot \sqrt{3}}{\pi} \cdot \cos(\gamma) \quad (3.49)$$

A equação 3.49 está representada na figura 3.53. Deve-se ainda admitir uma variação na tensão de saída, o que representa uma variação no ângulo de operação do conversor.

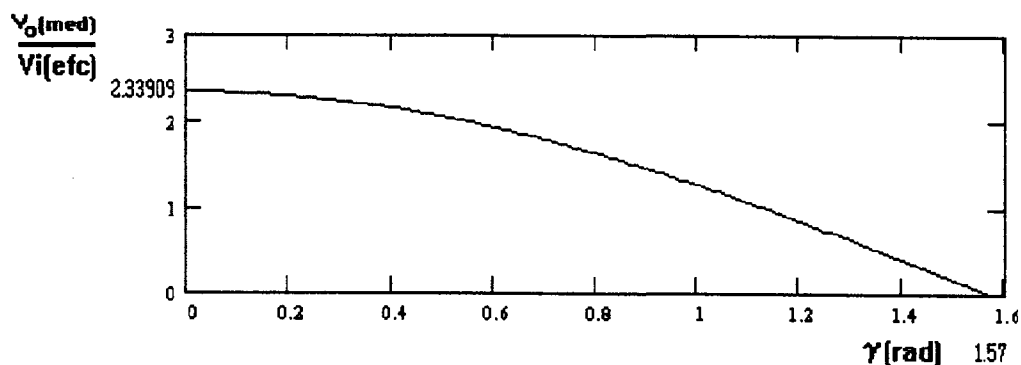


Fig. 3.53 - Determinação da tensão de saída.

SEGUNDO PASSO: Determinação da corrente média de carga

Parametrizando a equação 3.39 obtém-se:

$$\frac{P_o}{I_o \cdot V_i(efc)} = \frac{3 \cdot \sqrt{2} \cdot \sqrt{3}}{\pi} \cdot \cos(\gamma) \quad (3.50)$$

A figura 3.54 apresenta, graficamente, a equação 3.50. Nela, de posse de γ , V_i e P_o , determina-se a corrente de carga I_o .

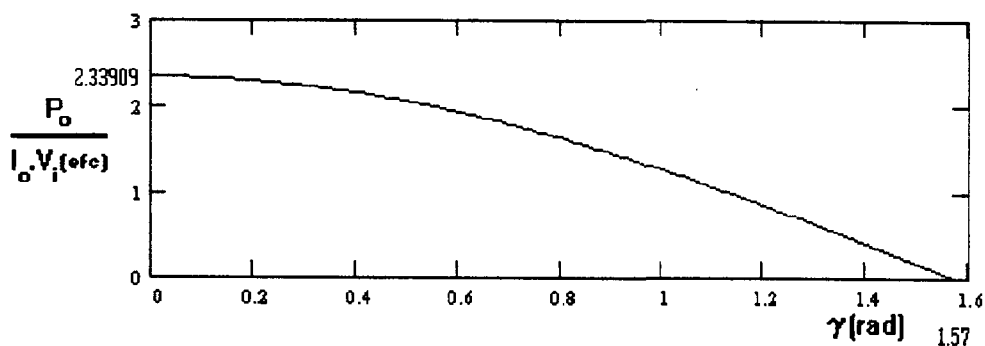


Fig. 3.54 - Determinação da corrente de saída.

TERCEIRO PASSO: Determinação da corrente de entrada

Usando a definição de valor eficaz, equação 1.9, tem-se:

$$I(efc) = \sqrt{\left(\frac{1}{2} \cdot A_o\right)^2 + \frac{1}{2} \cdot \sum I_n^2}$$

Onde: $I_n = \sqrt{A_n^2 + B_n^2}$, e os termos A_0 , A_n e B_n podem ser determinados pelas equações 3.24, 3.25 e 3.26. Assim, após as substituições obtém-se:

$$I(efc) = 0,813 \cdot I_0$$

QUARTO PASSO: Determinação do fator de potência

O fator de Potência pode ser obtido na equação 3.43 que está representada graficamente na figura 3.55. Através deste gráfico pode-se determinar o fator de potência a partir do valor do ângulo de operação γ .

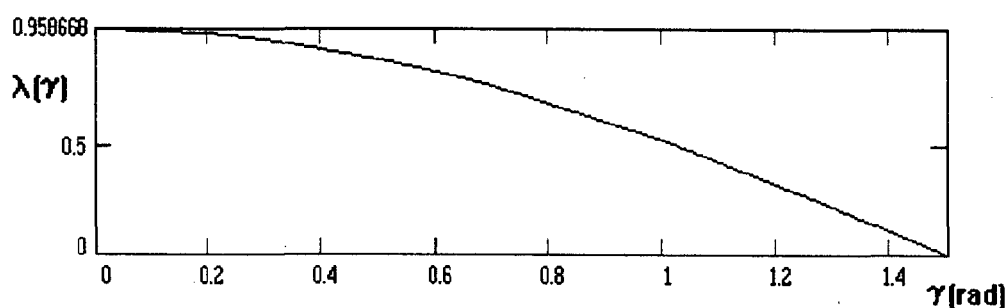


Fig. 3.55 - Determinação do fator de potência.

QUINTO PASSO: Dimensionamento dos componentes

As tensões e correntes nas chaves foram apresentados no item 3.3.7. Tem-se, portanto que as correntes e tensões nas chaves podem ser obtidas a partir das equações apresentadas abaixo.

$$I(\text{med}) = \frac{1}{3} \cdot I_m$$

$$I(efc) = 0,575 \cdot I_m$$

$$I_p = I_m$$

$$V_{rrm} = \sqrt{2} \cdot \sqrt{3} \cdot V_i(efc)$$

3.4 - CONCLUSÃO

Neste capítulo foi apresentado o estudo teórico de conversores trifásicos de dois quadrantes. Foram apresentadas as simulações dos conversores propostos e o desenvolvimento matemático da Série de Fourier. Pode-se observar que as equações matemáticas da corrente de entrada correspondem com as formas de onda obtidas na simulação. Apresentou-se uma metodologia de projeto para o retificador trifásico de meia onda usando chave ZVS e para a Ponte de Graetz usando chave ZVS com vistas a implementação. Como conclusão final do estudo teórico verifica-se a alteração do fator de potência de indutivo nos retificadores a tiristor para capacitivo nos retificadores usando chave ZVS, conforme mostra a tabela abaixo.

FATOR DE POTÊNCIA		
Conversor	Utilizando tiristor	Utilizando chave ZVS
Ponte monofásica	$0,900 \cdot \cos(\alpha)$ -indutivo	$0,904 \cdot \cos(\gamma)$ -capacitivo
Retificador trifásico de meia onda	$0,677 \cdot \cos(\alpha)$ -indutivo	$0,677 \cdot \cos(\gamma)$ -capacitivo
Ponte trifásica	$0,955 \cdot \cos(\alpha)$ -indutivo	$0,958 \cdot \cos(\gamma)$ -capacitivo

CAPÍTULO 04 - IMPLEMENTAÇÃO

Nos capítulos 2 e 3 foram apresentados os retificadores monofásicos em ponte usando chave ZVS, monofásicos em ponte usando tiristor e chave ZVS, trifásicos de meia onda usando chave ZVS e trifásico em ponte usando chave ZVS. Para estes retificadores de dois quadrantes obteve-se os resultados a seguir relacionados:

- Tensão de saída, corrente de entrada e corrente nas chaves com valores e formas obtidas por simulação e comprovadas matematicamente.
- Características de saída e de entrada apresentando performance satisfatória.
- Metodologia de projeto simples que possibilita a realização prática dos conversores.

Os resultados teóricos, acima relacionados, indicam que estes conversores são de fácil realização e desempenho bem determinado. Para comprovar esta performance, foram montados protótipos destes conversores.

Para cada ângulo de bloqueio (γ) obtem-se uma forma e um valor na tensão de saída. Da mesma forma esta dependência existe para a corrente de entrada, o fator de potência, os esforços nos componentes e as harmônicas geradas pelos retificadores. Desta maneira, é adotada a tensão de saída do retificador, como parâmetro para análise dos resultados desta realização. Portanto, pode-se comparar as formas e valores da tensão de saída dos protótipos com os resultados teóricos para se comprovar as características dos retificadores obtidas na teoria.

Este capítulo apresenta, inicialmente, a forma de sincronização do comando das chaves e a rede de alimentação do conversor; em seguida, mostra como obter os pulsos de gatilho e por fim, expõe a montagem dos circuitos.

Os circuitos foram confeccionados em módulos para serem utilizados nas diversas estruturas. Estes são:

- Módulo de fontes auxiliares
- Módulo de comando
- Módulo de amplificação do comando
- Módulo de isolamento e gatilho dos tiristores
- Módulo de isolamento e gatilho das chaves ZVS.

A escolha dos capacitores de comutação recaiu naquele que suportasse a tensão reversa nas chaves, pois a capacitância necessária para a comutação é muito pequena. Foram utilizados capacitores de poliéster, 22pF/400Volts.

4.1 - SINCRONIZAÇÃO DO COMANDO DOS RETIFICADORES

O comando dos retificadores a tiristor é realizado com a sincronização à rede de alimentação. Considerando que o gatilho da chave ZVS é simétrico ao gatilho do tiristor, este primeiro também deverá ser comandado em sincronismo com a tensão de alimentação.

4.1.1 - SINCRONIZAÇÃO EM PONTES MONOFÁSICAS

Para obter as tensões de saída desejadas, em pontes monofásicas com tiristores ou chaves ZVS, figuras 4.1(b) e 4.2(b), é necessário aplicar pulsos nos gatilhos dos tiristores, conforme mostrado nas figuras 4.1(c) e (d) e nas chaves ZVS, conforme mostra as figuras 4.2(c) e (d). Verifica-se, nas figuras mostradas, que todos os pulsos estão sincronizados com a tensão de alimentação.

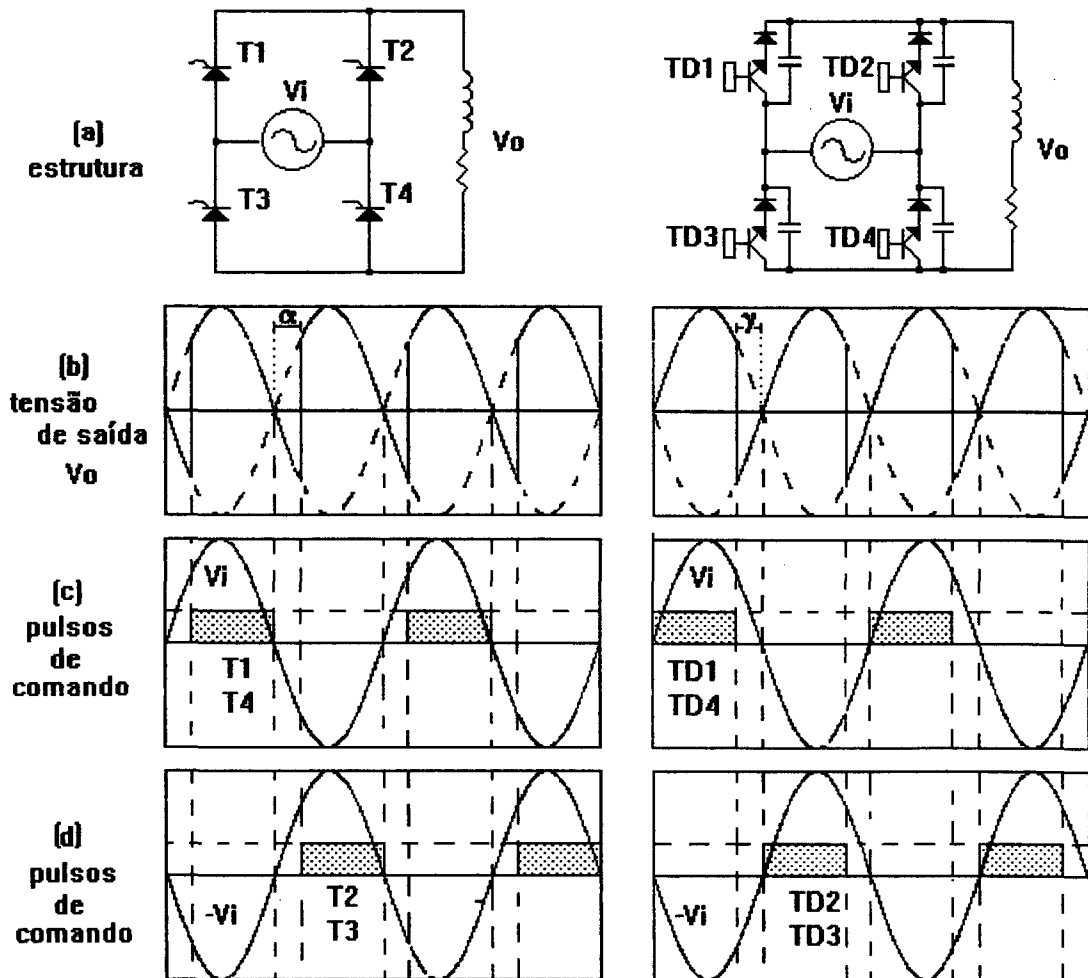


Fig. 4.1 - Ponte monofásica usando tiristor.

Fig. 4.2 - Ponte monofásica usando chave ZVS.

Verifica-se que este sincronismo é válido para pontes monofásicas usando tiristor, chave ZVS e em ponte usando tiristor e chave ZVS.

4.1.2 - SINCRONIZAÇÃO EM RETIFICADORES TRIFÁSICOS DE MEIA ONDA

As figuras 4.3 e 4.4 mostram, para cada conversor, a tensão de saída, as tensões de alimentação V_a , V_b e V_c e os pulsos de comando para se obter a respectiva tensão de saída. Observa-se que cada tiristor está comutando uma das tensões de alimentação e que está sincronizado com a mesma.

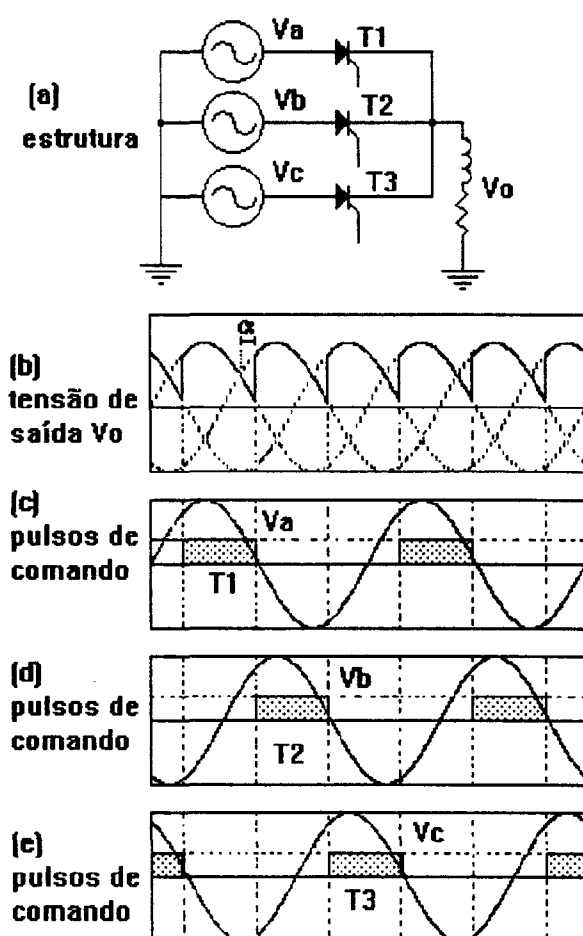


Fig. 4.3 - Retificador trifásico de meia onda usando tiristor.

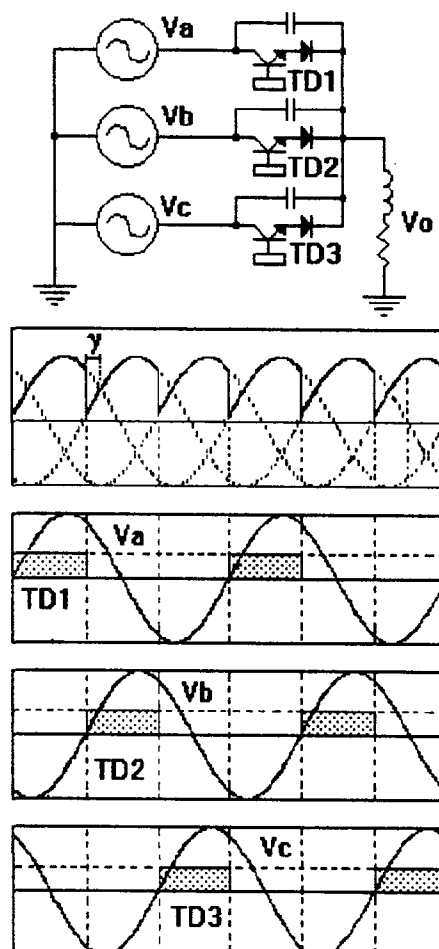


Fig. 4.4 - Retificador trifásico de meia onda usando chave ZVS.

4.1.3 - SINCRONIZAÇÃO EM RETIFICADORES TRIFÁSICOS DE ONDA COMPLETA

Apesar da tensão de saída ser obtida das tensões de linha V_{ab} , V_{bc} e V_{ca} , pode-se demonstrar que as chaves devem ser habilitadas em sincronismo com as tensões de fase V_a , V_b e V_c , conforme mostram as figuras 4.5 (c), 4.5(d), 4.5(e), 4.6(c), 4.6(d) e 4.6(e). Nestas figuras, são mostrados os instantes a partir dos quais os tiristores estão habilitados a conduzir e as chaves ZVS estão habilitadas a bloquear.

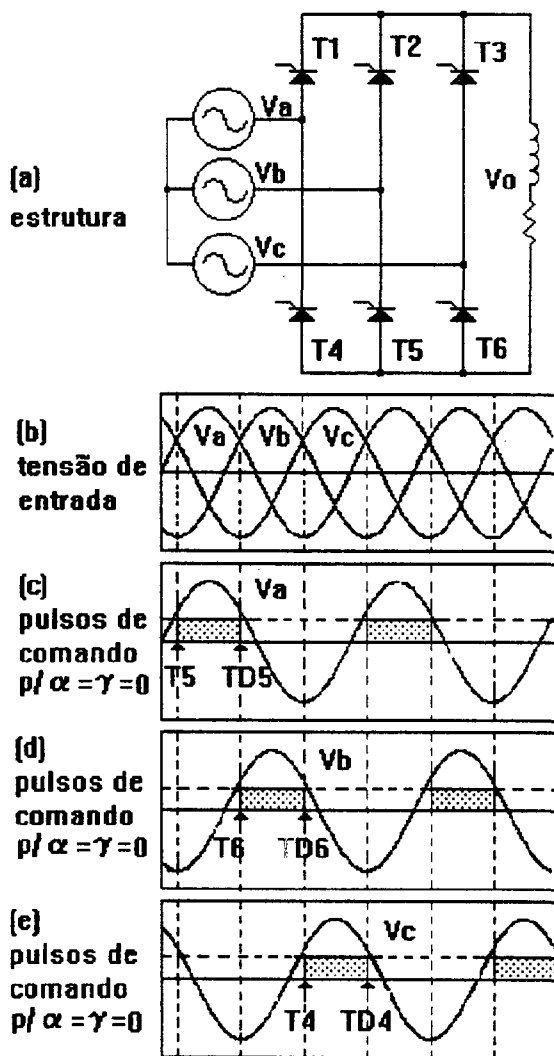


Fig. 4.5 - Ponte de Graetz usando tiristor.

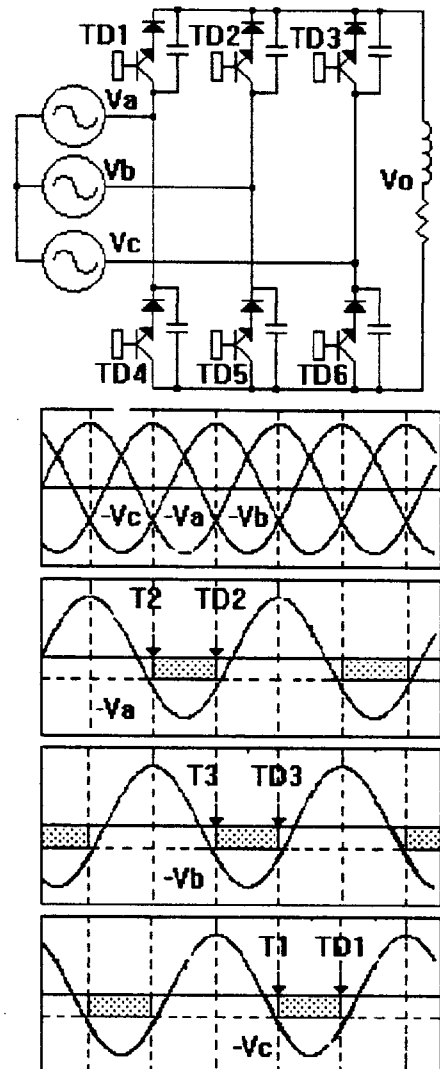


Fig. 4.6 - Ponte de Graetz usando chave ZVS.

Verifica-se que este sincronismo é válido para pontes monofásicas usando tiristor, chave ZVS e em ponte usando tiristor e chave ZVS.

4.2 - OBTENÇÃO DO PULSO DE GATILHO

O pulso de gatilho, que irá comandar a comutação, pode ser obtido a partir da interseção de uma tensão de referência com uma onda dente de serra, sincronizada com a tensão de alimentação, conforme mostrada na figura 4.7(a) e (b). Este comando chama-se de comando vertical com tensão de referência dente de serra. Foi o escolhido por apresentar maior simplicidade e ser o mais utilizado nas aplicações industriais.

O comando discreto para o gatilho dos tiristores pode ser substituído por um integrado, cujas vantagens: de ser mais compacto, maior praticidade, fácil montagem, maior robustez, maior confiabilidade e baixos custos o fazem mais recomendável. O integrado TCA

780 está sendo empregado, neste trabalho, com um estágio de amplificação de sinal para ataque dos gatilhos.

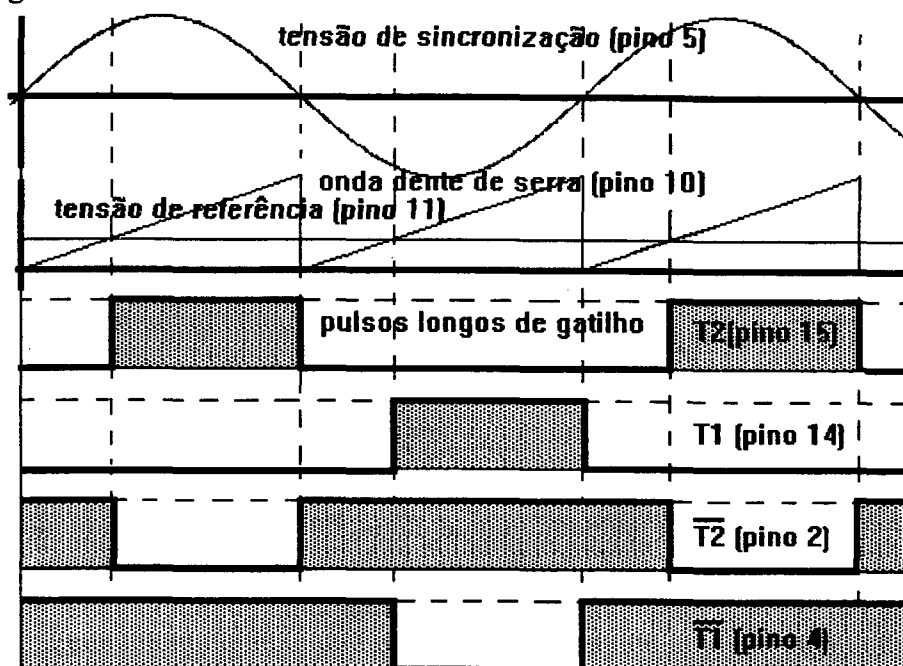


Fig. 4.7(a) - Pulsos longos de gatilho gerados pelo TCA 780.

A figura 4.7(a) mostra os pulsos de gatilho sincronizados para disparos do tiristor. A figura 4.7(b) apresenta, para o mesmo sincronismo da figura 4.7(a), os pulsos de gatilho para a chave ZVS. Desta forma, utilizando estes pulsos, pode-se comandar conversores com tiristor, chave ZVS ou mistos (tiristor e chave ZVS) sincronizados entre si.

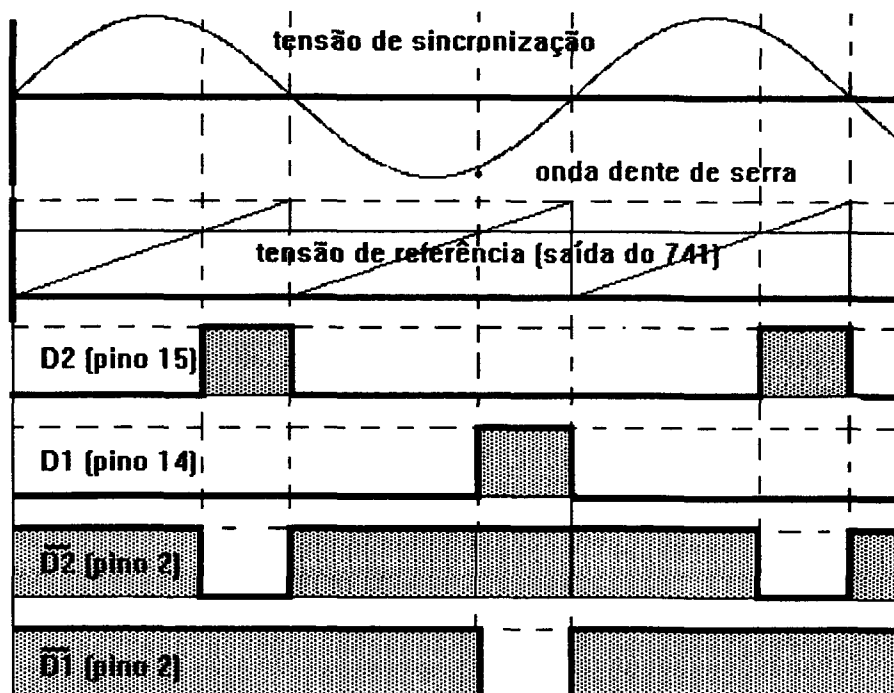


Fig. 4.7(b) - Pulsos de gatilho do TCA 780 para chave ZVS.

A figura 4.8 apresenta o circuito para a geração dos sinais de comando mostrados nas figuras 4.7(a) e (b). As saídas T1 e T2 são para o gatilho dos tiristores, sincronizadas e com as formas de onda mostradas na figura 4.7(a). As saídas $\overline{D1}$ e $\overline{D2}$ são para o gatilho das chaves ZVS, com sincronismo e formas de onda mostradas na figura 4.7(b).

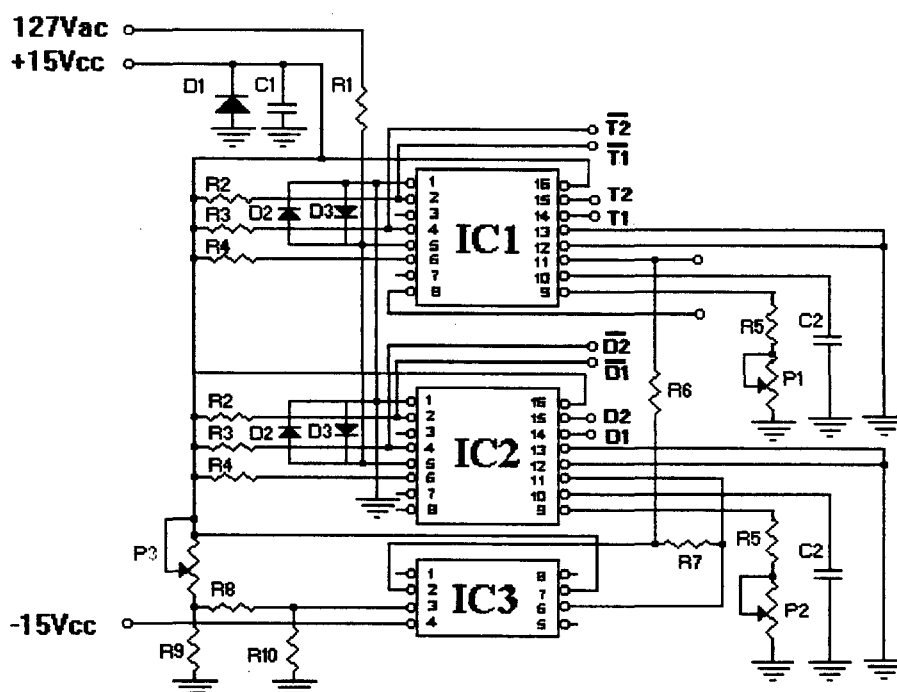


Fig. 4.8 - Módulo de comando sincronizando tiristor e chave ZVS.

Onde :

$R1=1,2M\Omega$, $R2=R3=R4=10k\Omega$, $R5=39\Omega$, $R5=R7=R8=R10=22k\Omega$, $P1=P2=P3=100k\Omega$, $D1=1N4744$, $D2=D3=1N4007$, $C1=1.000\mu F$ (16 V), $C2=C3= 0,1\mu F$ (16V), $IC1=IC2=TCA780$, $IC3=741$.

Os integrados IC1 e IC2 são TCA 780; o integrado IC3 é um amplificador operacional usado como somador. Observa-se que a tensão de referência utilizada pelo integrado IC1, vista na figura 4.7(a), é invertida e somada com uma tensão constante pelo IC3 (741) para gerar a tensão de referência necessária à chave ZVS, vista na figura 4.7(b). Desta forma, o sinal de comando do tiristor e da chave ZVS estão adequadamente sincronizados entre si e com a rede de alimentação.

Para conversores trifásicos, utiliza-se o mesmo circuito da figura 4.8, sendo um para cada fase. Os três circuitos ficam interligados entre si, como mostra a figura 4.9.

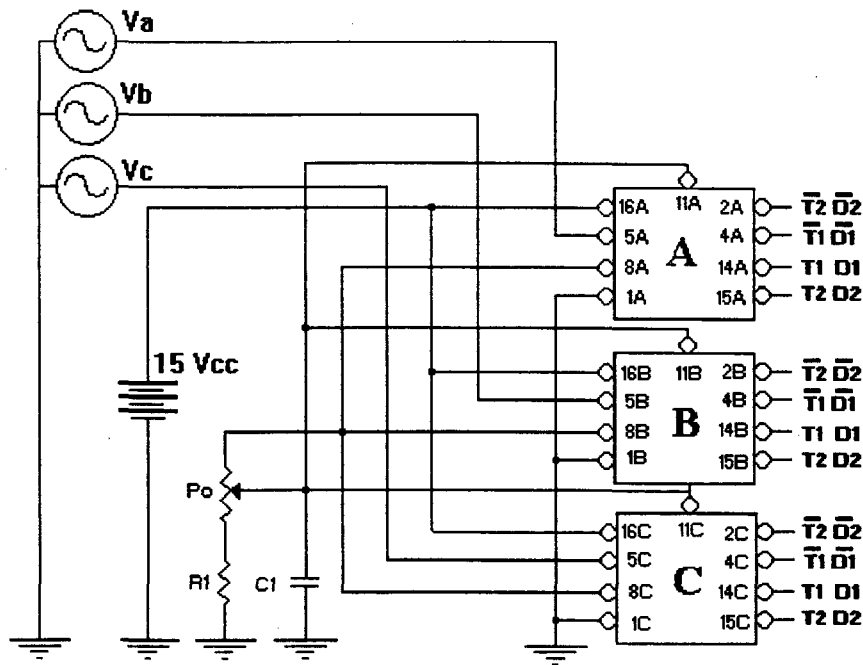


Fig. 4.9 - Interligação de módulos para gatilho de conversores trifásicos.

Onde:

$P_o=10k\Omega$, $C1=10\mu F/100V$ e $R1=560\Omega$.

Na figura 4.9 o módulo A representa o circuito da figura 4.8 alimentado pela fase A. Da mesma forma, o módulo B representa o circuito da figura 4.8 alimentado pela fase B e o módulo C representa o circuito da figura 4.8 alimentado pela fase C.

4.3 - CIRCUITO DE GATILHO DOS TIRISTORES

Foi confeccionada uma placa de circuito impresso, com 6 (seis) circuitos de gatilho; cada um constituído de isolamento, gatilho e força, como mostrado na figura 4.10. A placa que contém este circuito de gatilho denomina-se módulo de isolamento e gatilho do tiristor. Em outra placa foram montados 6 (seis) amplificadores de sinal de comando, como a mostrada na figura 4.10. A placa de amplificação de sinal denomina-se módulo de amplificação do comando.

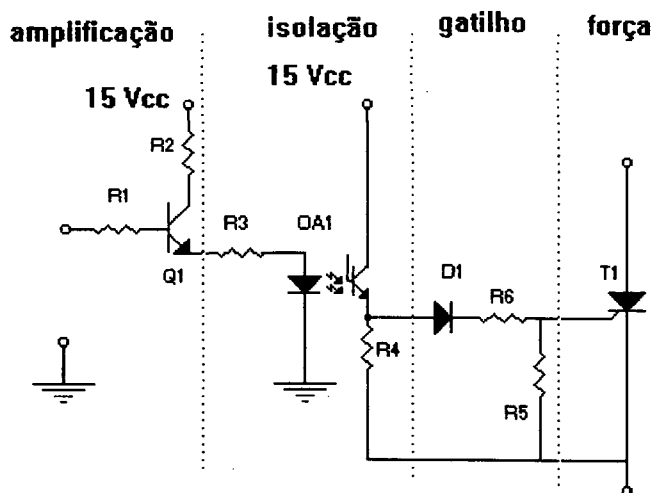


Fig. 4.10 - Circuito de gatilho.

Onde:

$R1=100\Omega$, $R2=120\Omega$, $R3=270\Omega$, $R4=R5=2,2k\Omega$, $Q1=BCY59X$, $OA1=QTC4N25$, $D1=1N4001$ e $T1=TIC106E$.

Observa-se um primeiro estágio, invariavelmente necessário, que é o de amplificação do sinal de comando, representado pelo transistor Q1. Em seguida, apresenta-se um estágio para isolar o circuito de gatilho do circuito de comando. O inconveniente no uso do optoacoplador OA1, visto na figura, é a necessidade de uma fonte Vcc igualmente isolada. Não foi preciso usar snubber nas aplicações.

4.4 - CIRCUITO DE GATILHO DOS MOSFET's

Foi confeccionada uma placa de circuito impresso, com 6 (seis) circuitos de gatilho; cada um constituído de isolamento, gatilho e força, como mostrado na figura 4.11. A placa que contém este circuito de gatilho denomina-se módulo de isolamento e gatilho da chave ZVS. Em outra placa, foram montados 6 (seis) amplificadores de sinal de comando, como a mostrada na figura 4.11. A placa de amplificação de sinal denomina-se módulo de amplificação do comando. O circuito de gatilho do mosfet é o mesmo usado para o tiristor.

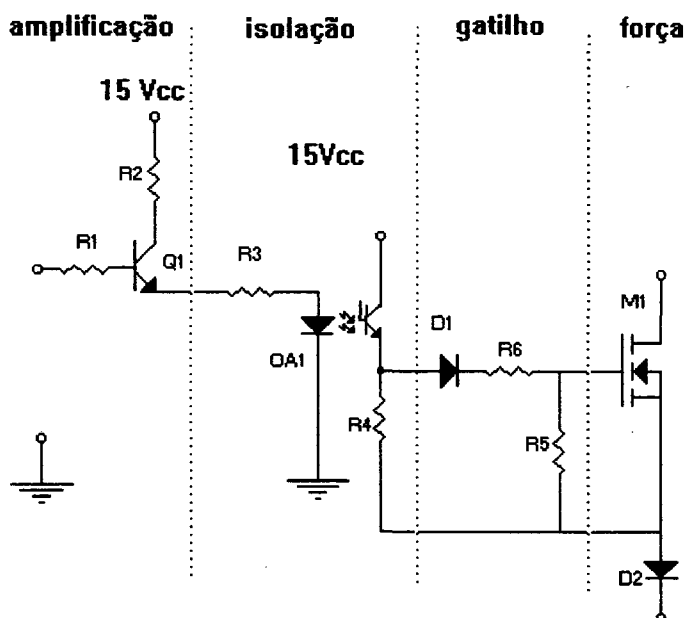


Fig. 4.11 - Circuito de gatilho.

Onde:

D2=SK3/08 e M1=APT601R6KN .

4.5 - MONTAGEM DA PONTE MONOFÁSICA USANDO CHAVE ZVS

A ligação da ponte monofásica usando chave ZVS é mostrada na figura 4.12, representando o circuito da figura 4.2(a). Do módulo de comando obtêm-se os sinais $\overline{D1}$ e $\overline{D2}$ que, após passarem pelo módulo de amplificação, excitam o módulo do circuito de gatilho. O conjunto mosfet em série com um diodo (TD1, TD2, TD3 e TD4) está ligado em paralelo aos capacitores de comutação C1, C2, C3 e C4, respectivamente. A tensão de alimentação V_a é de 127 volts na frequência industrial (60hz).

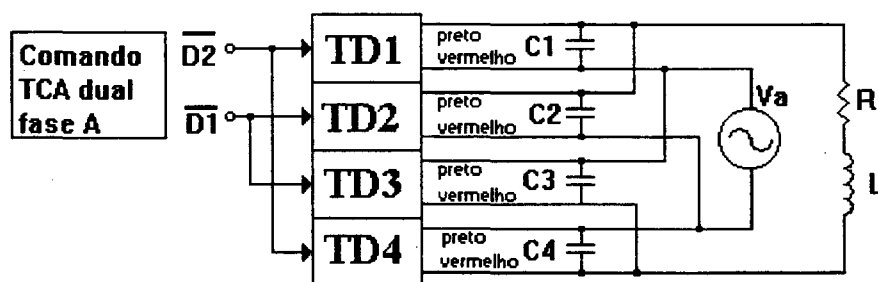


Fig. 4.12 - Montagem da estrutura do retificador monofásico em ponte usando chave ZVS.

A seguir, são apresentadas algumas formas de onda da tensão de saída, obtidas a partir do retificador monofásico em ponte usando chave ZVS.

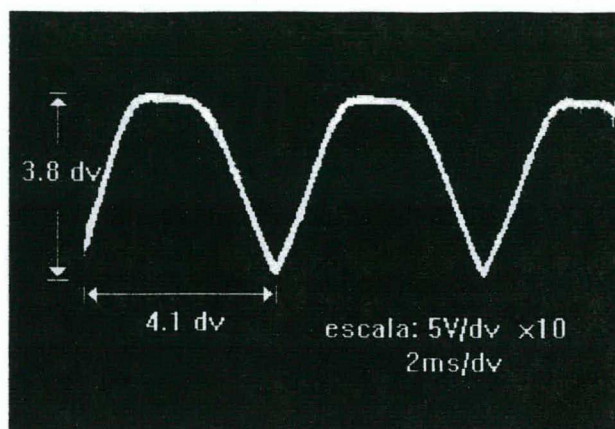


Fig. 4.13(a) - Tensão de saída para $\gamma = 0$ grau.

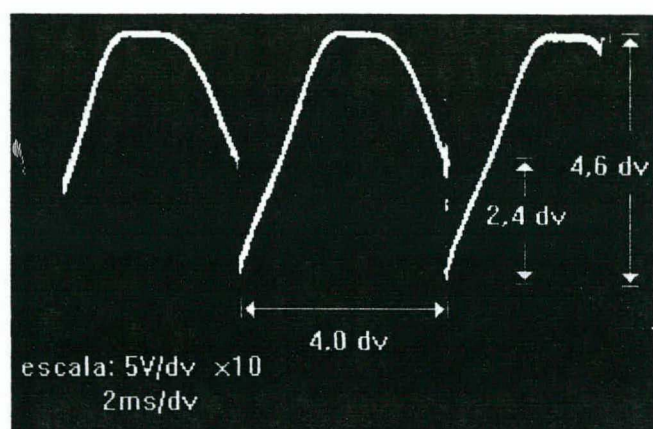


Fig. 4.13(b) - Tensão de saída para $\gamma \approx 23$ graus.

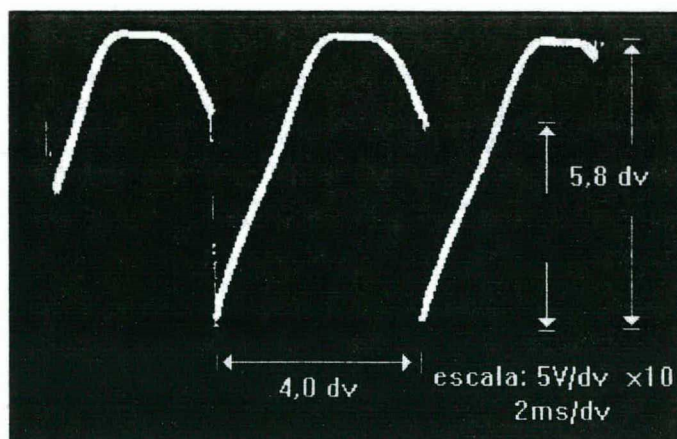


Fig. 4.13(c) - Tensão de saída para $\gamma \approx 38$ graus.

4.6 - MONTAGEM DA PONTE MONOFÁSICA USANDO TIRISTOR E CHAVE ZVS

A ligação da ponte monofásica usando tiristor e chave ZVS é mostrada na figura 4.14(b), representando o circuito da figura 4.14(a). Do módulo de comando do TCA IC1 (figura 4.8), obtêm-se os sinais $\overline{T1}$ e $\overline{T2}$ que, após passarem pelo módulo de amplificação, excitam o módulo de circuito de gatilho do tiristor. Os sinais $\overline{D1}$ e $\overline{D2}$, obtidos no módulo de comando, após passarem pelo módulo de amplificação, excitam o módulo do circuito de gatilho da chave ZVS. TD1 e TD2 são mosfet's ligados em série com diodos, o conjunto está ligado em paralelo aos capacitores de comutação C1 e C2, respectivamente, constituindo as chaves ZVS. Os indutores de comutação L1 e L2 são ligados em série com os tiristores. Os indutores possuem núcleo de ar, isolamento para 200Volts e indutância de 580 μ H. A tensão de alimentação V_a é de 127 volts na frequência industrial (60hz).

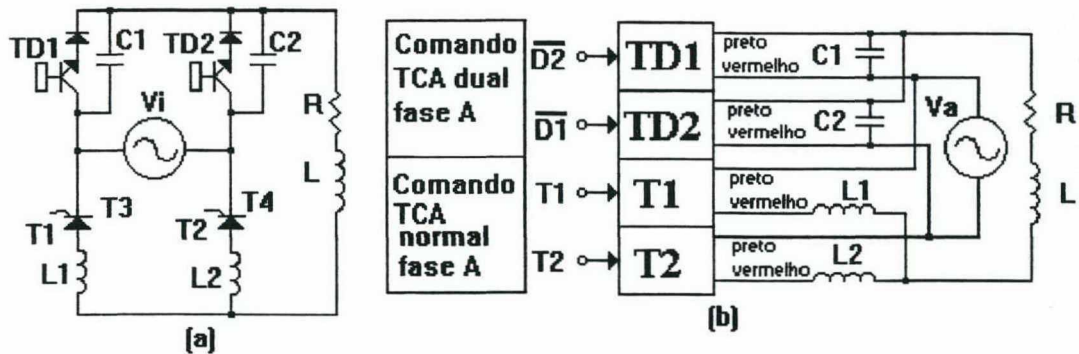


Fig. 4.14 - Montagem da estrutura do retificador monofásico em ponte.

A seguir, são apresentadas algumas formas de onda da tensão de saída, obtidas do retificador monofásico em ponte usando tiristor e chave ZVS.

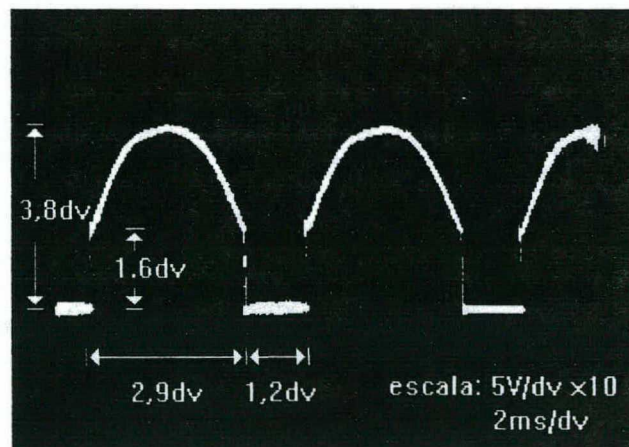


Fig.15(a) - Tensão de saída para $\gamma \approx 26$ graus.

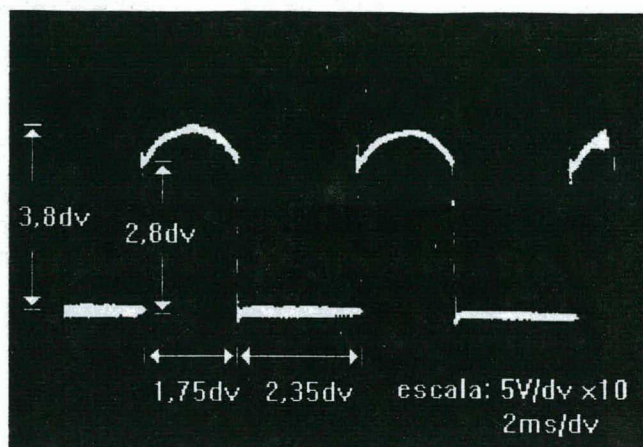


Fig.15 (b) - Tensão de saída para $\gamma \approx 51$ graus.

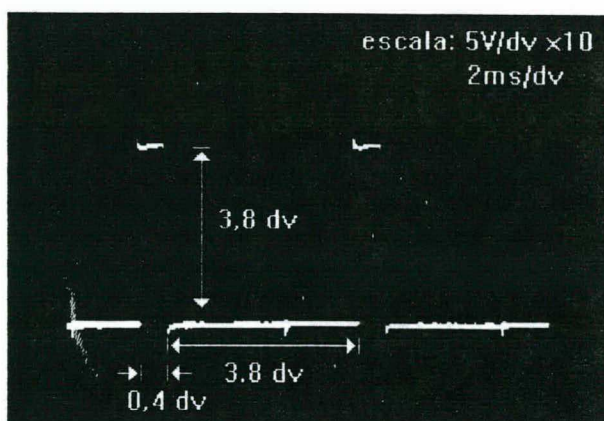


Fig. 4.15(c) - Tensão de saída para $\gamma \approx 82$ graus.

4.7 - MONTAGEM DO RETIFICADOR TRIFÁSICO DE MEIA ONDA USANDO CHAVE ZVS

A ligação do retificador trifásico usando chave ZVS é mostrada na figura 4.16 representando o circuito da figura 4.4(a). Do módulo de comando, obtêm-se os sinais $\overline{D2}$ que, após passarem pelo módulo de amplificação, excitam o módulo do circuito de gatilho da chave ZVS. O conjunto mosfet em série com um diodo, TD1, TD2 e TD3 estão ligados em paralelo aos capacitores de comutação C1, C2 e C3, respectivamente. A tensão de alimentação é trifásica, simétrica com tensão de fase igual a 127 volts na frequência industrial (60hz).

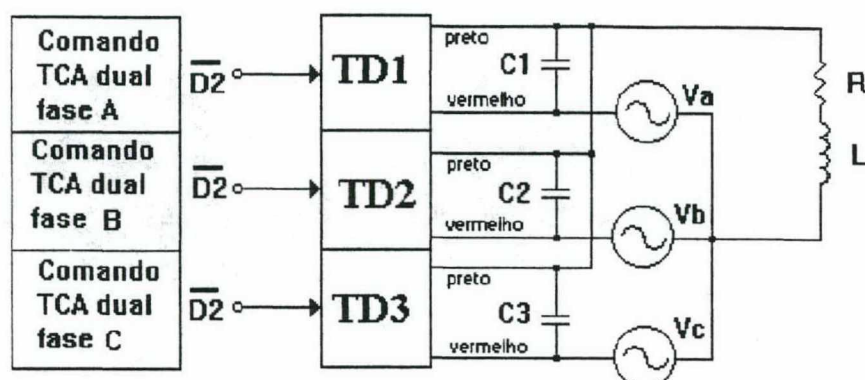


Fig. 4.16 - Montagem do retificador trifásico de meia onda usando chave ZVS.

Nas figuras 4.17(a) a (c), são apresentadas algumas formas de onda da tensão de saída, obtidas do retificador trifásico de meia onda.

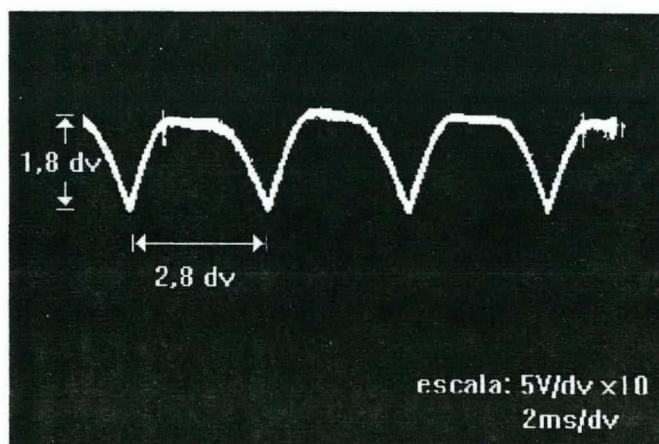


Fig. 4.17(a) - Tensão de saída para $\gamma = 0$ grau.

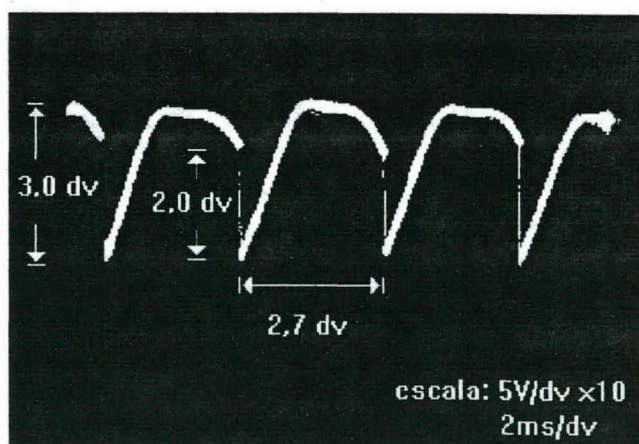


Fig. 4.17(b) - Tensão de saída para $\gamma \cong 16$ graus.

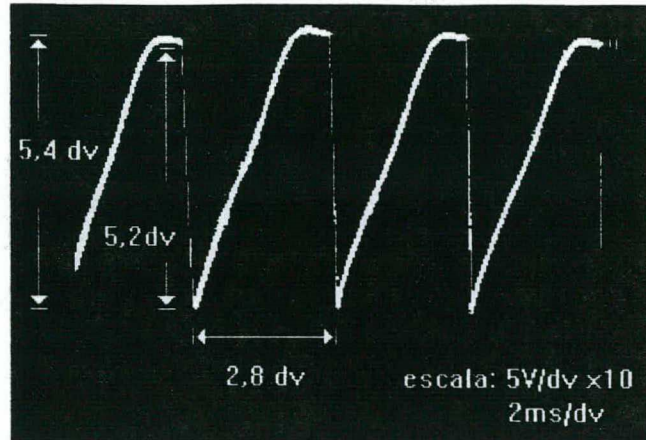


Fig.17(c) - Tensão de saída para $\gamma \approx 41$ graus.

4.8 - MONTAGEM DO RETIFICADOR TRIFÁSICO DE ONDA COMPLETA USANDO CHAVE ZVS

A ligação da ponte trifásica usando chave ZVS é mostrada na figura 4.18, representando o circuito da figura 4.6(a). Do módulo de comando, obtêm-se os sinais $\overline{D1}$ e $\overline{D2}$, que após passarem pelo módulo de amplificação, excitam o circuito de gatilho. O conjunto mosfet em série com um diodo, TD1, TD2, TD3, TD4, TD5 e TD6 estão ligados em paralelo aos capacitores de comutação C1, C2, C3, C4, C5 e C6, respectivamente, constituindo as chaves ZVS. A tensão de alimentação é trifásica, simétrica com tensão de fase igual a 127 volts na frequência industrial (60hz).

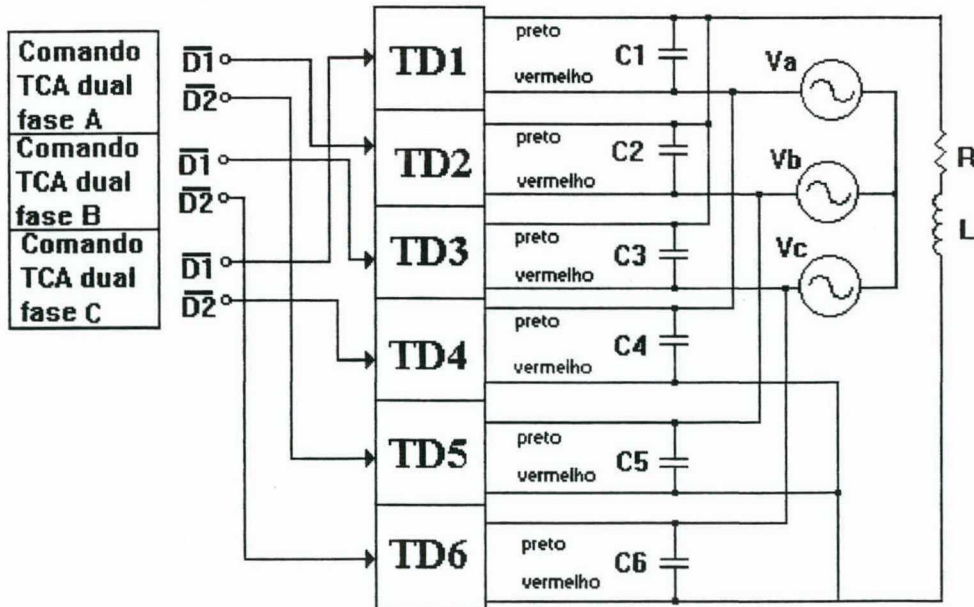


Fig. 4.18 - Montagem do retificador trifásico de onda completa usando chave ZVS.

Nas figuras 4.19(a) a (c), são apresentadas algumas tensões de saída, obtidas do retificador trifásico em ponte usando chave ZVS.

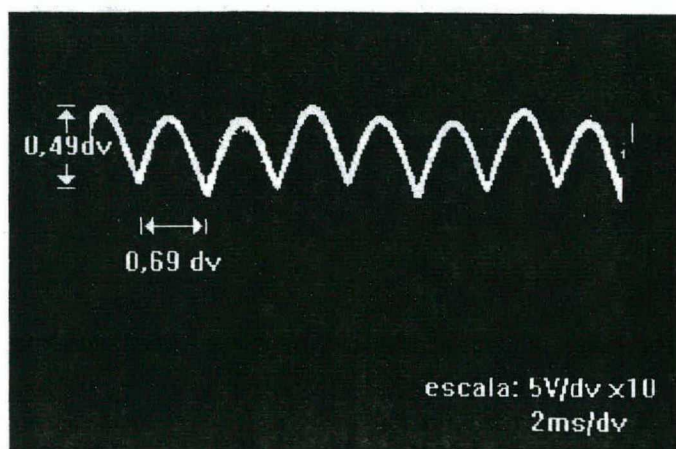


Fig. 4.19(a) - Tensão de saída para $\gamma = 0$ grau.

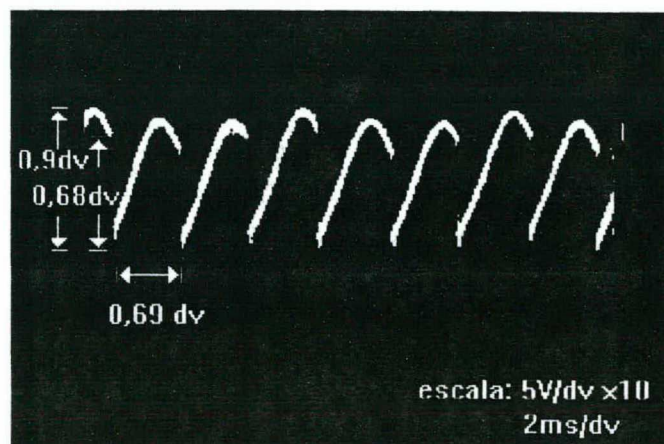


Fig. 4.19(b) - Tensão de saída para $\gamma \approx 10$ graus.

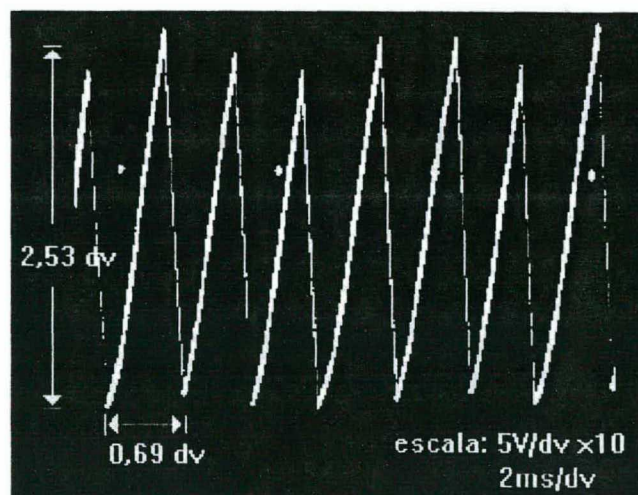


Fig. 4.19(c) - Tensão de saída para $\gamma \approx 60$ graus.

CAPÍTULO 05 - CONCLUSÃO

Foram implementadas as estruturas retificadoras monofásicas em ponte usando tiristor e chave ZVS e estruturas trifásicas de meia onda e de onda completa usando chave ZVS. Pode-se observar que as formas de onda teóricas da tensão de saída são as mesmas observadas na prática.

As formas de onda da tensão e corrente obtidas na implementação do retificador monofásico em ponte mista são apresentados nas figuras 5.1 e 5.2. Verifica-se que a corrente está em fase com a tensão, mesmo variando o ângulo de operação das chaves, o que pressupõe um fator de deslocamento unitário. Estas imagens são coerentes com as formas de onda teóricas e, portanto, comprovam diretamente as hipóteses apresentadas.

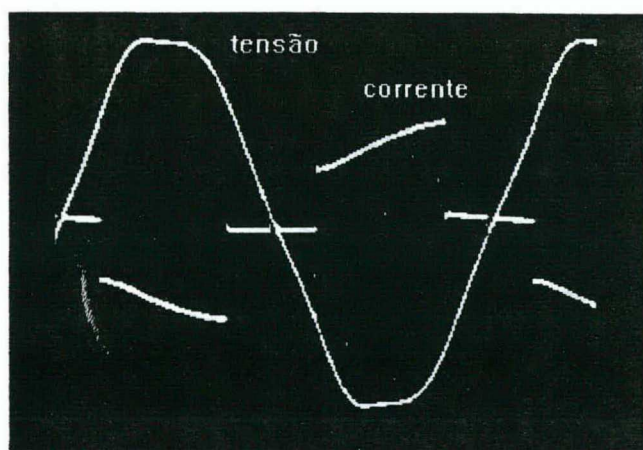


Fig. 5.1 - Tensão e corrente de entrada da ponte monofásica usando tiristor e chave ZVS.

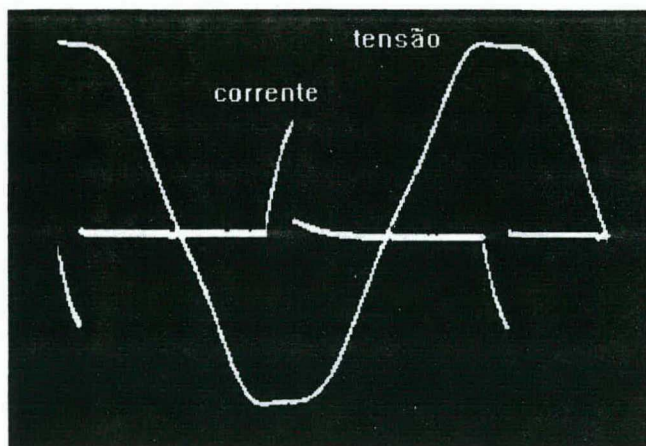


Fig. 5.2 - Tensão e corrente de entrada da ponte monofásica usando tiristor e chave ZVS.

A ponte monofásica usando tiristor e chave ZVS apresentou um fator de potência teórico variando conforme mostra a figura 2.38.

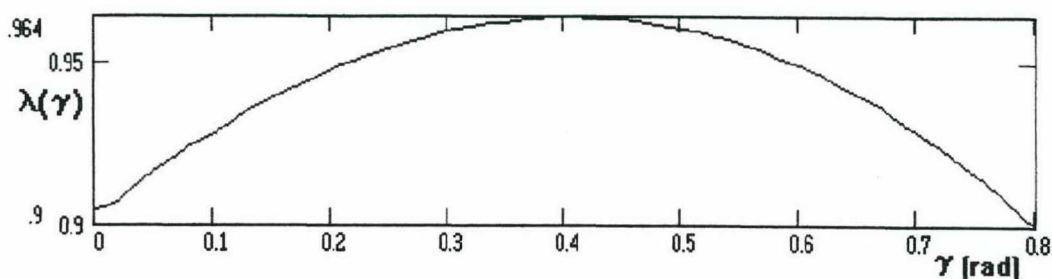


Fig. 5.3 - Intervalo em que o fator de potência do conversor se mantém acima de 90%.

Verifica-se um fator de potência superior a 90% (figura 5.3) para um ângulo de operação no intervalo de 0 a 45 graus (0 a 0,785rad), que permite obter uma tensão média de saída acima de 64% do seu valor máximo. O melhor fator de potência verificado é 96,4%, com TDH igual a 0,277, para um ângulo de operação de aproximadamente 22 graus. Para fator de potência acima de 90% a TDH calculada é menor que 0,484, conforme mostra a figura 2.39.

O fator de deslocamento para os conversores usando tiristor é igual ao cosseno do ângulo de disparo (α), enquanto que para os conversores usando chave ZVS o fator de deslocamento é igual ao cosseno do ângulo de bloqueio (γ). Observa-se um fator de deslocamento unitário nos retificadores monofásicos em ponte usando tiristor e chave ZVS, apesar do fator de potência não ser unitário.

As equações que determinam o valor da tensão média de saída em função de α dos conversores a tiristor, são idênticas às equações que determinam o valor da tensão média de saída em função de γ dos mesmos conversores usando chave ZVS.

O que foi apresentado, neste trabalho, constitui-se apenas uma abordagem do que poderá ser estudado, caso se faça a utilização de chaves ZVS em conversores de potência. Sugere-se, por fim, como continuação deste, o estudo e implementação do conversor dual e do cicloconversor usando chave ZVS.

REFERÊNCIAS BIBLIOGRÁFICAS

- [01] ADVANCE POWER TECHNOLOGY, "Mosfet & FredFet Products", 1994.
- [02] ALMEIDA, José Luiz Antunes de - "Eletrônica de Potência", Érica, 1993
- [03] ARAUJO, Josias M. de - "Normas/ Critérios para Distorções Harmônicas em Sistemas de Potência", apostilas do Curso de Harmônicos em Sistemas de Potência, ELETRONORTE/UFPA, 1994.
- [04] ARRILLAGA, J.; BRADLEY, D. A.; BODGER, P. S. - "Power System Harmonics", John Wiley & Sons, 1985.
- [05] BARBI, I. - "Eletrônica de Potência", Editora UFSC FEESC, 1986
- [06] CANALLI, V. M. - "Estudo e Realização de um Inversor Série Ressonante", Dissertação de Mestrado UFSC, 1988.
- [07] CRUZ, Cícero M. T. - "Retificador trifásico a diodo, de baixo custo, com correção de fator de potência", Dissertação de Mestrado UFSC, 1993.
- [08] DSN, Programme de Manipulation de Courbes, Laboratoire D'Electrotechnique et D'Electronique Industrielle, Toulouse, France.
- [09] EDMISTER, J. A. - "Circuitos Elétricos", McGraw-Hill, 1971.
- [10] GENERAL ELECTRIC, "Semiconductor Data Handbook", third edition.
- [11] GOMES, José Maria - "Eletrônica de Potência - Notas de Aulas" - Escola de Eng. da UFMG, COTEC, 1984.
- [12] GUAZZELLI, M. B. Paiva - "Eletrônica de Potência", Editora UNICAMP, 1986
- [13] HEHL, M.E. - "Linguagem de Programação Estruturada FORTRAN 77", McGraw Hill, 1986.
- [14] LOPES, L. A. Côrrea - "Inversor Trifásico a GTO com Modulação PWM Otimizada Controlado por Microprocessador", Dissertação de Mestrado UFSC, 1989.
- [15] MALVINO, A. Paul - "Eletrônica", McGraw-Hill, 1987.
- [16] Manual de Utilização do Programa SCVOLT, Publicação Interna, UFSC, LAMEP, 1990.
- [17] MEDEIROS, Solon de - "Fundamentos de Medidas Elétricas", Editora Guanabara, 1981.
- [18] MOHR, Hari B. - "Estudo e Realização de um conversor Dual", Dissertação de Mestrado, UFSC, 1981.
- [19] PEARMAN, Richard - "Solid state Industrial Electronics", Prentice-Hall, 1983.
- [20] PELLY, B.R. - "Thyristor Phase-Controlled Converters and Cycloconverters", Wiley & Sons, 1971.

- [21] PERTENCE, A. Jr. - "Amplificadores Operacionais e Filtros Ativos", McGraw-Hill, 1988.
- [22] SANCHES, Durval - "Orcad/SDT versãoIII- Consulta e Referência", Érica, 1992.
- [23] SEMIKRON SEMICONDUCTORES LTDA - "Semicondutores de Potência", 1990.
- [24] SEN, P. C. - "Thyristor DC Drives", John Wiley & Sons, 1981.
- [25] SIEMENS, "Integrated Phase Control TCA 780 for Power Eletronics", 1986.
- [26] TEXAS INSTRUMENTS INCORPARATED, "Power Products, Data BooK", 1990.
- [27] WOOD, Peter - "Switching Power Converters", Litton Education Publishing Inc. ,1984.